

NUMÉRO 562 SEPTEMBRE 1994

LE CHAMPMÈTRE TV SEFRAM 7830

GÉNÉRATEUR HF 100 MHZ

TOUT SAVOIR SUR LE NICAM

CARTE D'EXPÉRIMENTATION POUR PC

CIRCUIT POUR 68HC11 A1

Sefram 7830 MESUREUR DE CHAMP TV

T 2438 - 562 - 24,00 F

BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6,30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : $ Can. 5,50 - ANTILLES - GU. 28,80 F

sommaire

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F
Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général, Directeur de la Publication : Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur de la Rédaction : Bernard FIGHIERA
Rédacteur en Chef : Claude DUCROS
Marketing/Ventes : Jean-Louis PARBOT Tél. : 44.84.84.55.
Création maquette : Rachid MARAI
Inspection des Ventes : Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA 11, rue de Wattignies - 75012 PARIS. Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité 70, rue Compans, 75019 PARIS Tél. : 44.84.84.85 C.C.P. PARIS 37 93 60
Directeur commercial : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT Tél. : 44.84.85.16
Voir notre tarif «spécial abonnement». Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,80 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré à 40 500 exemplaires
Dépôt légal septembre 94 - éditeur 1753
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse
Mise en page : J.-L. C.
Photogravure : CJC 75011 PARIS
Photo de couverture : E. Malemanche.








Numéro 562 - Septembre 1994

ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

7 SYMÉTRIE ET TRANSPORT DES MODULATIONS AUDIO
23 CARTE UNIVERSELLE À MC 68 HC 11

REALISATION

33 DOMESTICUS : MODULE QUATRE ENTRÉES TEMPÉRATURE
39 CARTE PROTOTYPE POUR PC OU COMPATIBLE
63 ÉCONOMISEUR D'ÉLECTRICITÉ
79 GÉNÉRATEUR HF 100 MHz

TECHNIQUE

73 SON TV STÉRÉO NUMÉRIQUE : LE NICAM

MESURE ET INSTRUMENTATION

43 PICOLOG : UN ENREGISTREUR VIRTUEL POUR PC
50 LE MESUREUR DE CHAMP TV 7830 SEFRAM

CIRCUITS D'APPLICATION

55 LE GAL 22 V 10 TÉLÉCHARGEABLE DE LATTICE

C.D.A.O.

67 L'ÉMULATEUR WICE 68 HC 11

COMMUNICATIONS

87 VITESSE ET DISTANCES SUR LES BUS SÉRIE

IDÉE ET MÉTHODE

71 HORLOGE SAUVEGARDÉE POUR µC PIC

INFOS

78 CARTES D'ÉTUDE CMS CDPI
- OUTILS DE DÉVELOPPEMENT µC 8 BITS METALINK

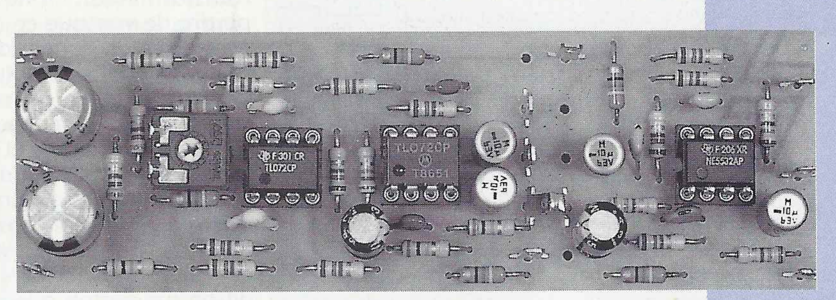
Ont participé à ce numéro : P. Achernard, J. Alary, H. Benoit, J.-M. Delaplace, C. Djabian, J. Garbay, A. Garrigou, P. Gueulle, V. Maury, P. Oguic, D. Paret, J.-L. Vern.

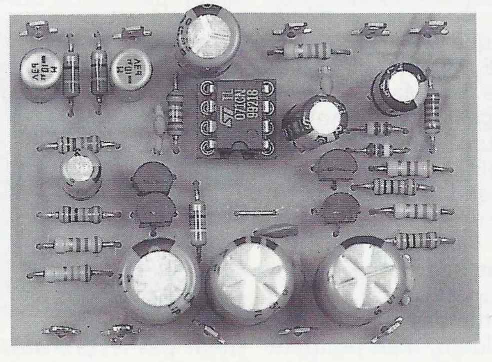
Ce numéro comporte un publi-dossier sur les logiciels de CAO folioté 15 à 22 (voir répertoire des annonceurs).

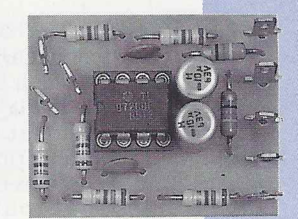


Symétrie et transport des modulations audio

Pour ce mois de septembre nous avons choisi de vous proposer une réflexion «active» sur les transmissions symétriques, plus particulièrement appliquées aux liaisons audio. Entre luxe et nécessité, il est important de faire le point car il semblerait que la symétrie reste souvent un «mythe» mal compris ou tout du moins mal interprété, et de ce fait mal utilisé. Sans entrer dans de savants calculs, nous allons essayer de lever le voile sur ce thème en l'illustrant généreusement de diverses solutions offertes à ce jour et de quelques réalisations pratiques.







C'est enfoncer une porte ouverte que d'annoncer que 80 % (voire plus) des problèmes révélés sur les assemblages audio sont dûs aux **liaisons**. Que ce soit par les câbles utilisés, la connectique adoptée, le vieillissement de ces derniers ou la désadaptation d'impédances, la majeure partie des ennuis est liée à la façon de raccorder les éléments entre eux . Dernièrement n'avons-nous pas vu une ligne de 50 m présentant une capacité de 14 nF, précédée du montage illustré **figure 1** ? Catastrophique pour le moins : la bande passante s'effondre dans la liaison de façon majestueuse, comme on peut l'imaginer (coupure vers 1100 Hz) ! Bien évidemment ce montage est admissible (atténuation de 6 dB) pour des liaisons courtes, ne présentant pas alors une telle capacité (il est vrai double de ce qu'on serait en mesure d'espérer) : si 150 pF/m sont classiques, dans ce cas on arrive à 280 pF/m, ce qui démontre une piètre qualité du câble adopté (on est proche d'une queue de cochon de 50 mètres de long...). Pour obtenir la même atténuation dans des conditions acceptables, il faudrait opter pour deux résistances de 600 Ohms environ. Ce petit exemple pratique est toutefois significatif : un simple atténuateur mal calculé et destiné à affaiblir de 6 dB une ligne asymétrique (longue et fortement capacitive), peut dégrader gravement une transmission audio. Le lecteur sceptique reproduira aisément l'expérience avec 50 m de paire PTT, puis avec 5 m (bande passante toutefois réduite déjà à 15 kHz environ).

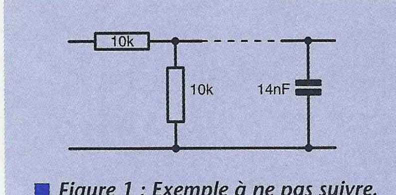
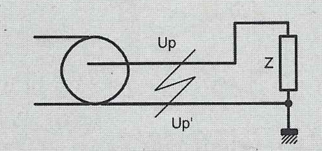


Figure 1 : Exemple à ne pas suivre.

Le but de l'opération, dans les transmissions longues, n'est pas de réduire la capacité des câbles mais - outre d'en tenir compte - de veiller à ce que des parasites d'ordres divers ne viennent pas s'ajouter à la modulation originale. Pour ce faire, les liaisons symétriques apportent une solution efficace. La **figure 2** illustre le principe : un parasite appliqué à un câble blindé simple s'impose sur la charge Z par le fait que le blindage de masse et le brin de modulation ne sont pas identiquement réceptifs. Il en découle deux sources parasites Up et Up' créant un courant perturbateur dans Z, amplifié par les circuits en aval. Dans le cas d'une paire symétrique, la perturbation Up est



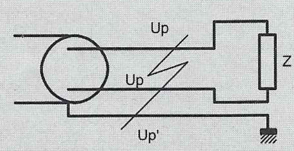


Figure 2 : Liaison asymètrique (à gauche) et symètrique (à droite).



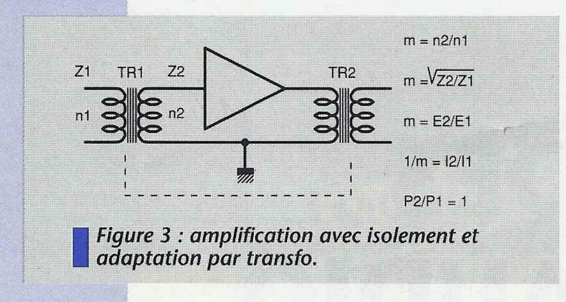


Figure 3 : amplification avec isolement et adaptation par transfo.

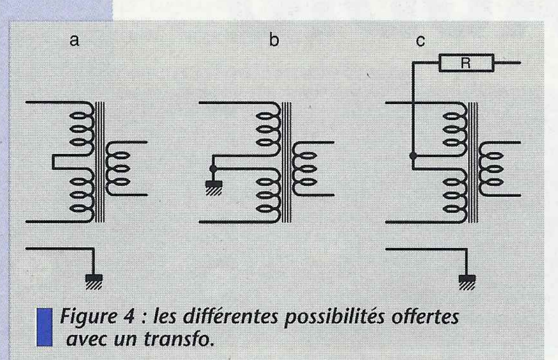


Figure 4 : les différentes possibilités offertes avec un transfo.

identique sur chaque brin (la masse ne servant alors QUE de blindage et non de VEHICULE à la modulation), et le courant dans la charge Z est nul : la perturbation est tuée dans l'oeuf et la modulation originale peut transiter dans de bonnes conditions SI les extrémités sont toutes les deux symétriques !

Dans le cas d'une adaptation symétrie/asymétrie (ou vice versa) on perd une part importante des bénéfices du système, c'est évident, mais pourtant combien de fois peut-on entendre : «ça ronfle, alors que mes entrées sont symétriques et mes sorties aussi ». Eh oui, mais encore faudrait-il voir si les émetteurs et récepteurs le sont ! C'est aussi bête que les arrêts aux entrées et sorties péage d'une autoroute en période rouge, au regard de la «moyenne» : les «bénéfices» sont quasiment perdus d'avance. Il ne reste plus en fait que la facilité de permuter les phases.

Qui dit SYMETRIE fait penser en tout premier à «transformateur». De cet objet «vieillot» il sera toujours bon de rappeler la propriété essentielle : l'isolement galvanique.

La **figure 3** montre un segment d'amplification totalement isolé des tensions continues envoyées par l'émetteur ou rétrocédées par le récepteur, et récapitule les propriétés principales du transformateur. Il ne faudra jamais perdre de vue que ce composant est en mesure de donner du gain en tension sans bruit si la facture est sérieuse (pas de gain en puissance), et de convertir des impédances sans liaison directe entre l'entrée et la sortie. A ces avantages, il faut déduire une bande passante «modeste», une saturation et une magnétisation possibles intervenant sur la distorsion, et un coût - en cas de bonne facture - fort élevé. Ne dit-on pas parfois que «ceux qui n'aiment pas les transfos sont ceux qui n'ont pas les moyens de se les acheter» ? C'est à la fois vrai et faux (comme toute conclusion hâtive..) Le principal usage du transformateur de modulation à été pendant longtemps d'adapter les impédances : à l'époque des tubes, une entrée basse impédance symétrique n'était pas pensable sans faire appel au transfo, et l'adaptation plaques/HP d'un étage de sortie en puissance non plus. Au mieux, sur une sortie cathode pouvait-on espérer quelques k Ohms dans une ligne, mais c'est de la vieille histoire.

Pourtant, ces exigences ont conduit les constructeurs à produire des transfos aux qualités de plus en plus étonnantes, et au pays du Soleil Levant on travaille toujours à repousser les limites en exploitant pleinement les matériaux de 1994 et les moyens techniques actuels.

Il est vrai que les prix de tels objets ont de quoi faire peur aux plus téméraires d'entre nous ; toutefois la démarche est intéressante: améliorer les réalisations de nos pères (ou grand-pères) grâce aux moyens extraordinaires mis désormais à notre disposition. L'auteur peut affirmer par exemple qu'il a fait exploser à la hausse les performances originelles d'un AMPEX de 1955 grâce aux moyens technologiques actuels : qualité des composants (résistances et condensateurs notamment) ; plus usage des bandes magnétiques livrées en «standard» à ce jour sur le marché. Il se rappelle aussi une remarque d'un de ses Professeurs au sujet d'une étude mécanique : «l'impossibilité de notre réflexion est liée au fait qu'il n'est actuellement pas possible de percer des trous de 2 µm. Un jour on sera en me-

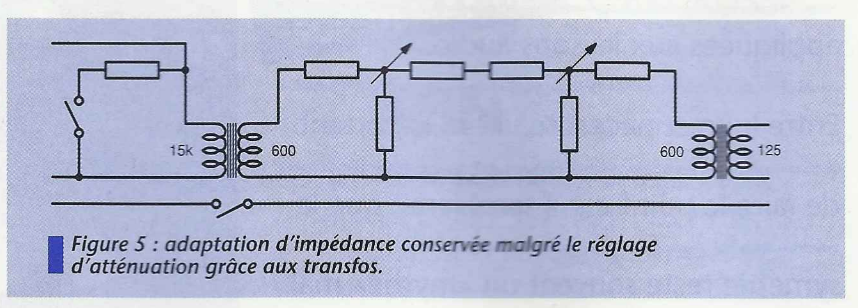


Figure 5 : adaptation d'impédance conservée malgré le réglage d'atténuation grâce aux transfos.

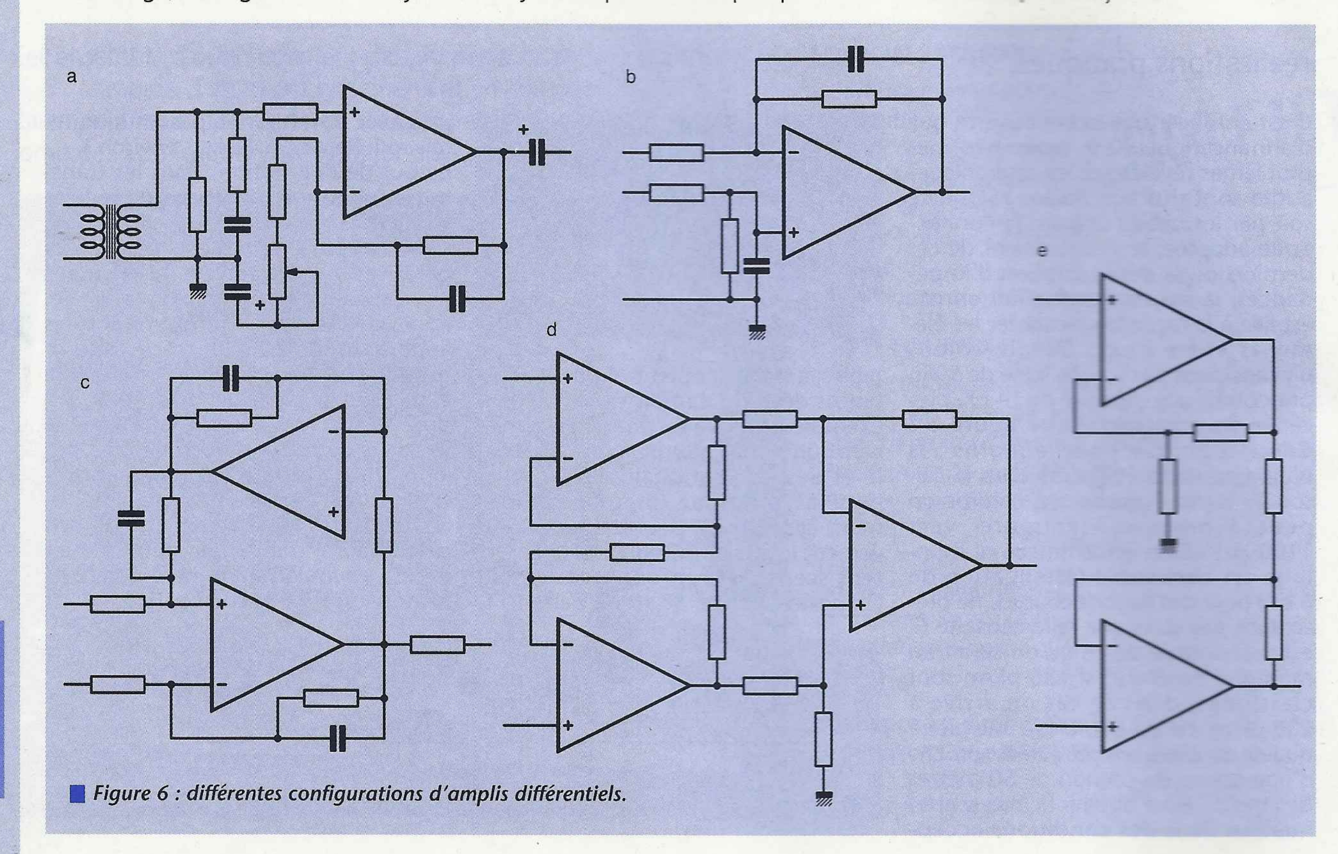


Figure 6 : différentes configurations d'amplis différentiels.

sure de le faire, mais on aura sans doute oublié cette idée, et ce sera peut-être dommage ?» A méditer. Pour conclure cet aparté, il ne faudrait pas oublier que si les transfos ont une bande passante restreinte, des micros parmi les plus prestigieux (et avidement recherchés) «sortent» sur transfo !
Tout est affaire de prix. Aussi avons nous pensé qu'il serait intéressant de regarder les solutions adoptées par les divers constructeurs et d'essayer d'en faire une synthèse, ne serait-ce que pour opter ensuite - au besoin - pour des solutions plus personnelles.

Entrées transfo

Deux (voire trois) montages sont classiques. Comme on peut le voir **figure 4**, il est possible d'entrer sur transfo soit de manière flottante (a), soit en mettant le point milieu à la masse (b). Pratiquement les résultats sont identiques, toutefois la symétrie flottante laisse une plus grande liberté de câblage de l'écran (masse) tout au long de la chaîne. En c, on voit une exploitation particulièrement intéressante du point milieu, ayant pour but de véhiculer une alimentation phantom. L'intérêt est évident: une seule résistance, et polarité de l'alim au choix (voir PREDAT, ERP n° 540/541). Si le point milieu est parfaitement réalisé, c'est sans doute la formule la plus judicieuse pour alimenter en phantom : pas besoin de condensateurs de blocage du continu (dont la polarité et la tension de service imposent UN type d'alim) ; plus besoin d'apparier deux résistances par tranche.
Néanmoins, il y a un revers à la médaille : il faut éviter de se câbler en asymétrique, alim phantom commandée, car un courant continu traverserait un demi-primaire. Le principe est réversible, et si on admet que le récepteur (micro par exemple) dispose également d'un transfo à point milieu, on y retrouve la tension continue par rapport à la tresse de masse. Il est donc important de bien câbler dans ce cas les trois fils. Cette méthode est décrite dans la norme DIN 45 596.
Un autre avantage des transformateurs est de permettre des adaptations d'impédances comme on peut le voir **figure 5**. Une entrée à 15 kOhms est convertie en 600 Ohms et ce secondaire attaque un atténuateur à impédance constante avant de rejoindre le primaire d'un second transfo toujours 600 Ohms, dont le secondaire est à 125 Ohms. Sur cette réalisation commerciale (ALTEC), une charge résistive est commutable en «entrée» et la tresse de masse peut être ouverte ou non, suivant l'endroit où sera placé l'ensemble. Les possibilités d'un tel montage sont considérables, car on aura remarqué - outre l'isolement total des éléments à raccorder - la totale réversibilité : IN 15k-OUT 125, IN 125-OUT 15k, l'atténuateur 600 Ohms restant actif dans les deux cas. Pas facile à faire en actif, vous en conviendrez ! En contrepartie l'objet n'est pas donné, c'est certain, mais il n'a besoin d'aucune alimentation et si on le prend à l'envers (125/15k), en supposant qu'il n'y ait pas d'atténuation au centre, on a un gain en tension de 7,2 soit environ + 17 dB.
Un montage classique de préampli micro utilisant un transformateur est visible **figure 6**. Une résistance et un réseau de compensation chargent le secondaire afin de linéariser le transfert. Un ampli non inverseur classique à gain variable donne à l'ensemble le coefficient multiplicateur complémentaire désiré. Il n'est en effet pas rare d'exploiter le gain en tension d'un transfo élévateur d'impédance et des rapports de 4 (12 dB) sont fréquents. Ainsi, si on souhaite offrir 60 dB de gain dans l'étage, l'ampli n'aura plus à en délivrer que 48. Une fois encore, l'avantage cache un inconvénient : le rapport 4 peut conduire - pour des niveaux importants - à saturer le transfo sans que le réglage de l'ampli n'y puisse rien changer.
On adopte alors la solution du padding, atténuateur symétrique situé en amont et destiné à redonner un peu «d'air» au transfo. Toutefois, certains microphones sont équipés d'atténuateurs commutables, et il est judicieux alors de faire appel à eux (si ils ne sont pas purement passifs) de préférence au padding de la console. On remarquera que l'alimentation phantom par point milieu peut être gênée par la mise en série des résistances d'atténuation, et il faudra y veiller sous peine de sous-alimenter les micros ce qui a pour effet

Figure 7 : entrées symétriques faible bruit.



d'augmenter considérablement le bruit de fond et de réduire la dynamique.
Mais on trouve des transfos de rapport 1/1 capables d'encaisser jusqu'à + 20 dBU sur toute la bande audio, et on peut faire appel cette fois aux excellentes performances des circuits amplificateurs modernes sans risquer la moindre saturation. L'isolement galvanique est «en plus» ainsi que la possibilité d'alimenter astucieusement en phantom. Rien n'empêche alors de faire une liaison secondaire - ampli, en symétrique ! Nous avons exploité cette formule avec bonheur pour PREDAT : SP61 MILLERIOUX + SSM 2017.

Entrées à symétrie électronique

De nombreux assemblages sont proposés et tous font appel - directement ou indirectement - au mode différentiel des AOPs. Nous avons fait un tri des montages les plus fréquents ; le plus classique étant proposé **figure 6b**. Il présente toutefois des insuffisances et ne travaille correctement que dans des conditions idéales. En effet, l'impédance d'entrée de la broche non inverseuse est fixée en permanence par un réseau de résistances alors que celle de la broche inverseuse est dynamiquement gérée par la contre-réaction. Elle varie alors en permanence en fonction des tensions de mode commun et des sources non différentielles raccordées. L'équilibre des impédances d'entrée n'est alors assuré que si les deux branches de la source différentielle sont parfaitement égales.
Il est à noter qu'il serait dangereux de demander un gain important à un tel système, et qu'on le rencontre en général comme symétriseur de lignes et non comme préampli de microphone. D'autres montages sont préférables, mais un peu plus coûteux ! Celui présenté **fig 6c** est sans doute le plus intéressant de tous. Il est connu sous le nom de SUPERBAL. La référence à la masse est contrôlée par un deuxième AOP, ce qui permet d'obtenir une excellente réjection de mode commun. Rappelons aux jeunes «recrues» que la tension de mode commun se mesure ainsi: on relie les deux entrées (inverseuse et non inverseuse), puis on injecte une modulation entre ce point et la masse. Logiquement, si tout était parfait, on ne devrait rien observer en sortie, mais c'est rarement le cas, et ce défaut se note sous la forme d'un taux de réjection de mode commun CMRR (common mode rejection ratio) tel que CMRR = 20 log (Ad/Acm), où Ad est la tension de défaut mesurée et Acm la tension injectée au point commun. Un autre circuit, souvent appelé « ampli différentiel d'instrumentation « (**figure 6d**) présente de bonnes caractéristiques, car il y a un grand recul de chaque entrée par rapport à la masse, et les gains peuvent facilement être ajustés sans dégrader le CMRR (mais encore un AOP de plus !).
Un schéma se rencontre encore parfois (**figure 6e**), mais il n'offre pas une réelle symétrie flottante. Pour quelques composants passifs de plus SUPERBAL est à préférer. Nous verrons d'ailleurs que ce dernier est utilisé comme ampli de bus symétriques dans les consoles à grand nombre de voies.
Il ne serait pas raisonnable d'omettre un montage retenu par de nombreux constructeurs, au point qu'il soit bien difficile d'en déceler l'origine exacte . Nous l'avons vu pour la première fois sur les consoles SOUNDCRAFT, quand ce constructeur a abandonné l'usage de transfos. A ce sujet, on trouve des vieilles 1S équipées transfos (excellents) lesquels sont suivis d'un 741 ! Elles sont très faciles à améliorer car le circuit imprimé comporte tout ce qu'il faut pour remplacer ce vieil AOP par un modèle plus actuel et nettement plus performant, notamment si il faut ajouter un condensateur de compensation (5/8).

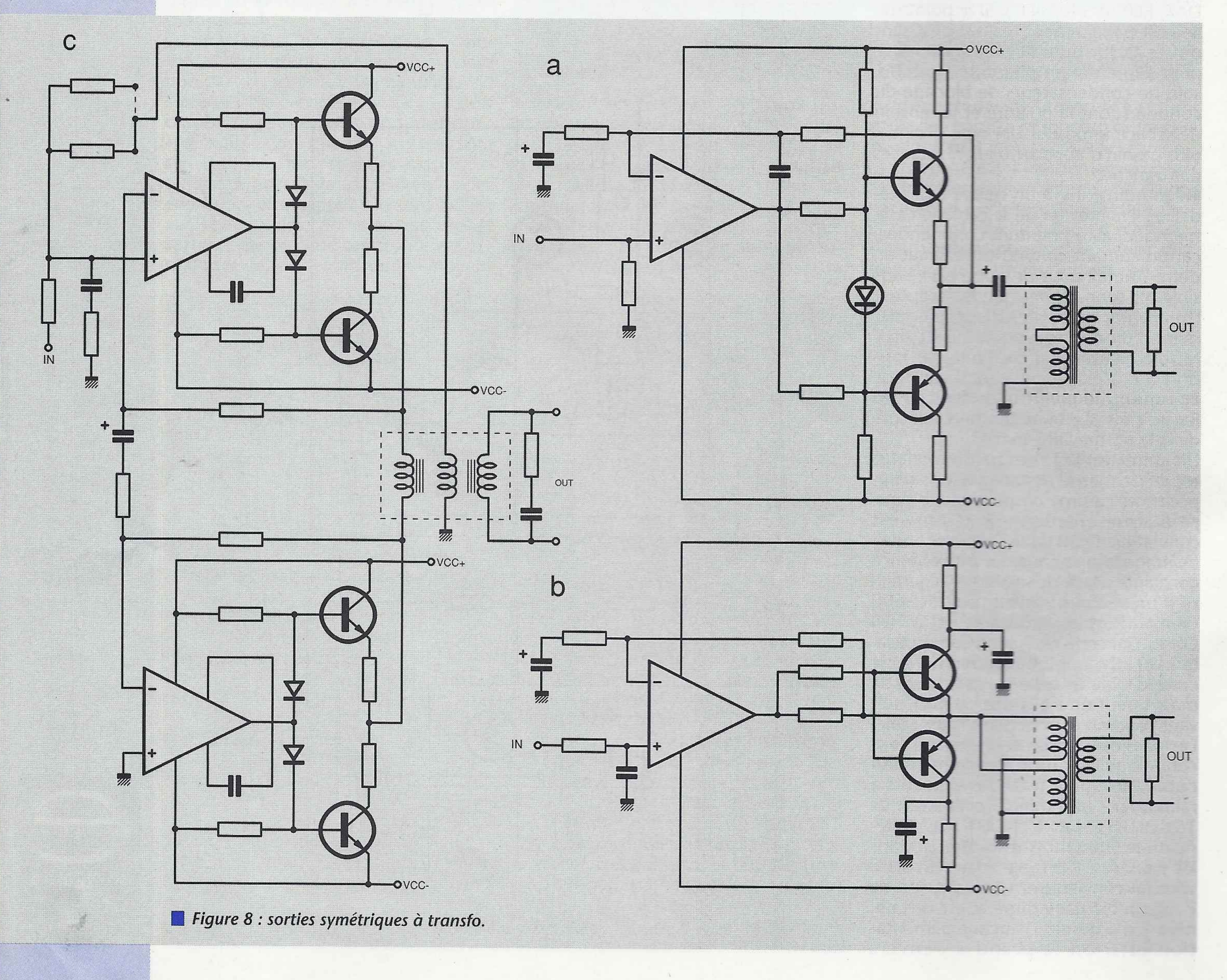
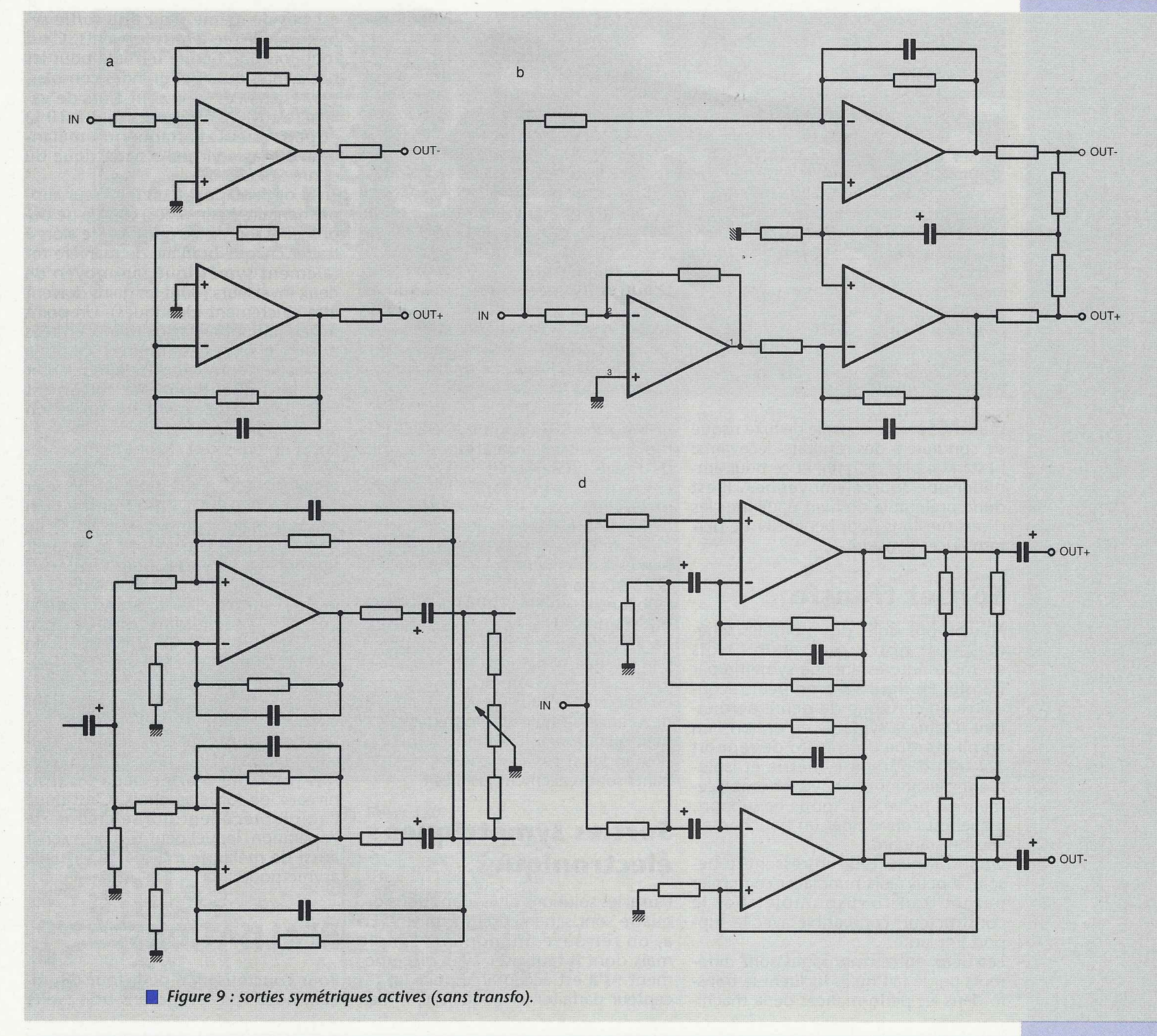


Figure 8 : sorties symétriques à transfo.



■ *Figure 9 : sorties symétriques actives (sans transfo).*

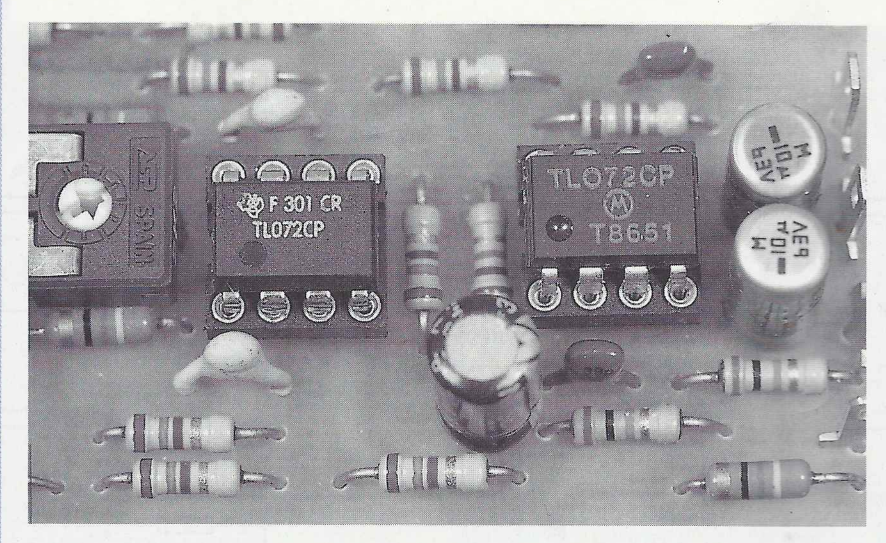
La **figure 7** donne trois versions assez identiques. Chacune des branches différentielles est amplifiée indépendamment et l'ampli en sortie ne se charge que de faire la différence... Pour que ce type de montage fonctionne correctement, il faut à la fois que les paires de transistors soient rigoureusement identiques, mais également protéger les entrées des interférences radio. En b et c on voit qu'une protection par écrêtage a été ajoutée au schéma de base a. Toutefois ce dernier présente la particularité d'un assemblage en parallèle de deux transistors par branche, solution destinée à réduire le bruit de l'étage. On retrouve ce principe également dans les notices d'applications d'Analog Devices, notamment pour l'exploitation des SSM2210 et 2220, lesquels incluent dans un même boîtier 8 broches respectivement deux NPN ou deux PNP parfaitement adaptés à de telles fonctions. On trouvera d'ailleurs dans les applications du SSM2220 un préampli sensiblement équivalent, utilisant quant à lui trois paires de transistors !

L'amateur exigeant doit alors bien peser le pour et le contre dans ce cas précis, car le coût de ces composants ne devient plus négligeable, et ce n'est pas tout : il faut un ampli AOP convenable, des protections HF sérieuses et efficaces (ne venant pas abaisser le taux de réjection de mode commun), des condensateurs d'entrées de bonne facture (pour interdire à l'alim phantom de partir en sens inverse), des résistances soigneusement appariées pour distribuer correctement la tension phantom ; bref on ne remplace pas un transfo aussi facilement (et à moindre coût) qu'on pourrait le croire. Une protection HF (qu'un transfo rejette naturellement par construction) peut déstabiliser la réjection de mode commun au point que la dynamique en souffre de façon notable. Certains schémas diaboliquement compliqués (l'équivalent de trois amplis AOP en composants discrets !) peuvent sans doute permettre de faire gagner des points, mais à quel prix... ?

Ne serait-il pas plus judicieux de penser à une chaîne de «saisie» HOMOGENE ? Combien de fois l'auteur a entendu «je vais modifier mes préamplis micro parce que j'ai du souffle», alors que visiblement la chaîne totale était INCOHERENTE et la façon de s'en servir douteuse...

Combien de consoles qui poussées à fond (à vide) entrent en oscillation HF au point de brouiller un récepteur FM placé à proximité ? Combien d'inserts détruisent le laborieux travail fait en amont ? Pourtant, le mot CHAINE est significatif : le maillon le plus faible est MAITRE de l'assemblage ! Ce n'est pas nouveau, MAIS il est vrai que ce corollaire impose des nuances : un maillon «faible» peut suivant la façon de l'utiliser - s'avérer satisfaisant. Exemple : un micro statique prestigieux est raccordé à une mixette ordinaire. Les résultats peuvent être bons par le fait que la «source» est irréprochable et produit un niveau tel que les étages d'entrée de la mixette sont exploités dans une zone non délicate (moins de gain demandé).

En revanche, un micro «ordinaire» branché sur une console de luxe risque



branché sur une console de luxe risque de conduire à des résultats décevants: besoin de plus de gain, et ce pour amplifier une source «moyenne». Il est donc préférable de bien équilibrer les divers maillons pour bénéficier de performances constantes.

Sorties transfo

Nous avons isolé, des multiples schémas en notre possession, trois exemples intéressants de symétrie par transfo. En **figure 8 a** on peut reconnaître un classique du genre permettant d'offrir la symétrie en option : un ampli attaque un transfo de rapport 1/1 afin d'obtenir symétrie et isolement galvanique. Souvent l'emplacement est prévu sous forme de support, lequel est couvert par un bouchon en version standard.
Quand l'utilisateur en ressent le besoin, il peut alors remplacer ce dernier par un transfo disponible chez le constructeur, compatible avec le support implanté.
Les deux autres montages sont différents par le fait qu'ils incluent le transfo dans les performances de la machine : **figure 8 b** (origine STUDER), le rapport de transformation n'est plus de 1 mais de 2 (+ 6dB).
Les résultats sont étonnants, et nous prétendons que c'est le meilleur ampli de ligne sortie transfo que nous ayons entendu (avec une architecture «moderne»), en concurrence avec les SAIT 5E137 (à transistors).
Oublions les tubes ! Le troisième schéma (**figure 8 c**) est un modèle du genre : d'origine EMT, on remarquera une attaque symétrique du primaire et une contre-réaction globale - grâce à un troisième enroulement - permettant de calibrer le gain de l'ensemble. On peut quand même raisonnablement se demander si ces moyens impressionnants sont réellement justifiés ?

Sorties symétriques électroniques.

Parmi les solutions dites «sans transfo», quatre sont schématisées **figure 9**. En **a**, on retrouve un montage simple mais dont il faut user avec discernement : s'il est acceptable pour un récepteur parfaitement équilibré, il n'en est pas de même pour une sortie symétrique livrée à tous les vents. C'est toutefois une bonne formule pour les bus symétriques des grandes consoles. Les résistances série sont alors de valeur relativement élevées (6,8 à 10 k) et permettent d'attaquer un mélangeur à masse virtuelle symétrique du genre SUPERBAL.
En **b** on fait appel à un inverseur supplémentaire (gain unité) chargé de déphaser la source, ce qui autorise alors à traiter chaque branche de manière totalement symétrique, au moyen de deux inverseurs (dont les gains doivent être strictement identiques). Un point milieu flottant est assujetti aux entrées non inverseuses communes, ce qui a pour effet (entre autres) de régulariser les gains quand une des sorties est mise à la masse : cas d'une utilisation en asymétrique.
Les montages **c** et **d** sont les plus fréquents, sans doute parce qu'ils font appel à 2 AOPs seulement. Le premier (origine SOUNDCRAFT) permet un ajustage manuel de la symétrie mais ne peut être considéré comme réellement flottant. Le second (origine STUDER) est finement élaboré et donne d'excellents résultats. Il est à noter que si l'étage de sortie doit avoir un gain quelconque, c'est un ampli placé en aval qui s'en chargera: il serait bien délicat de parfaitement égaliser de tels montages en donnant des gains dans chaque branche. Par ailleurs, des options de gains différents seraient totalement impensables, alors qu'il est parfois fort utile d'offrir deux ou trois niveaux de sortie au choix. C'est donc l'ampli précédent qui se charge de l'opération, lequel peut très bien servir aussi de mélangeur à masse virtuelle asymétrique.

RÉALISATIONS

Pour concrétiser ce petit tour d'horizon, nous vous proposons trois (voire

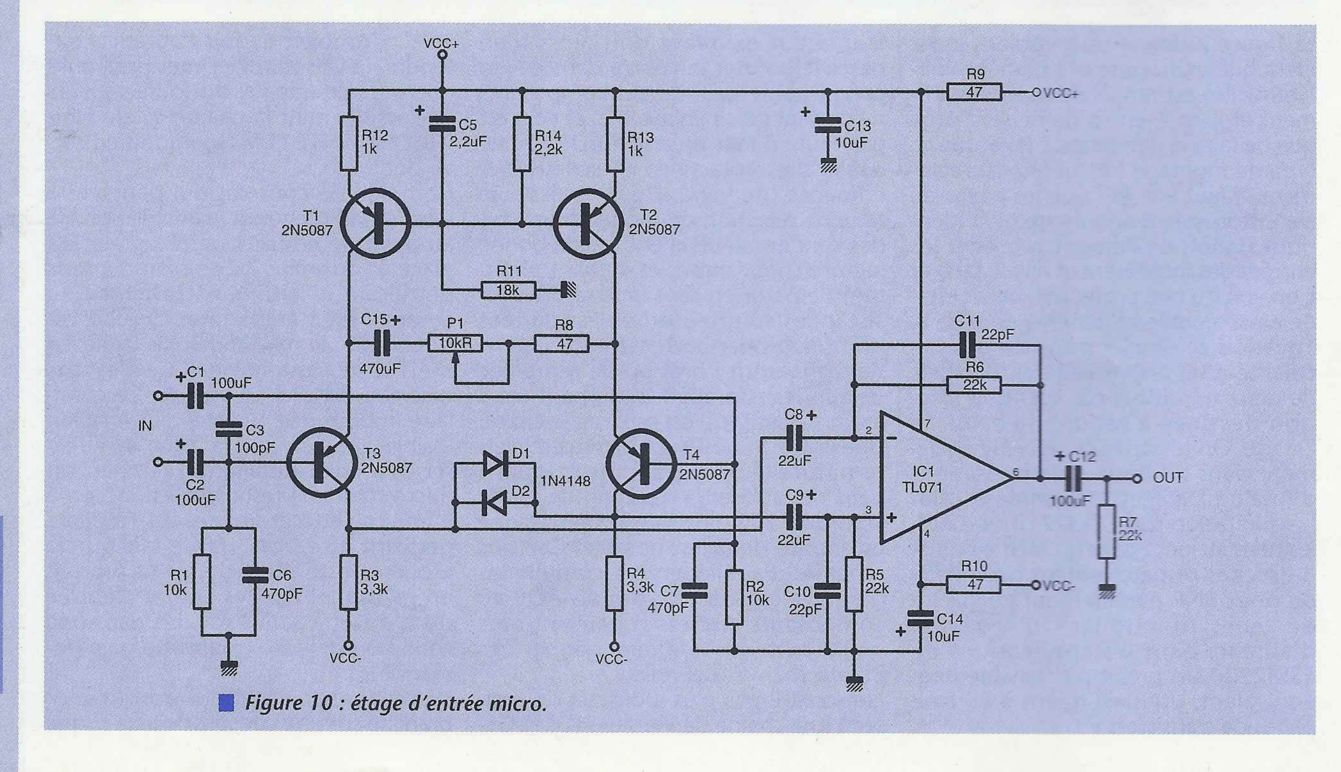
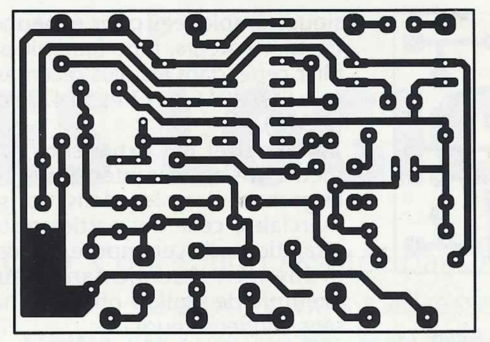
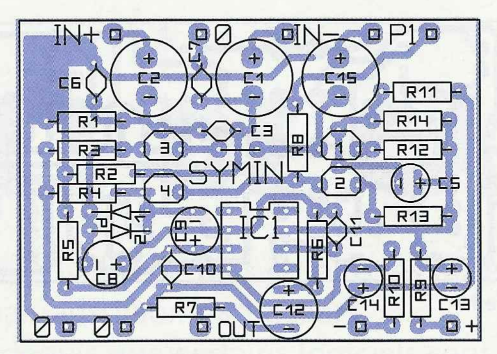


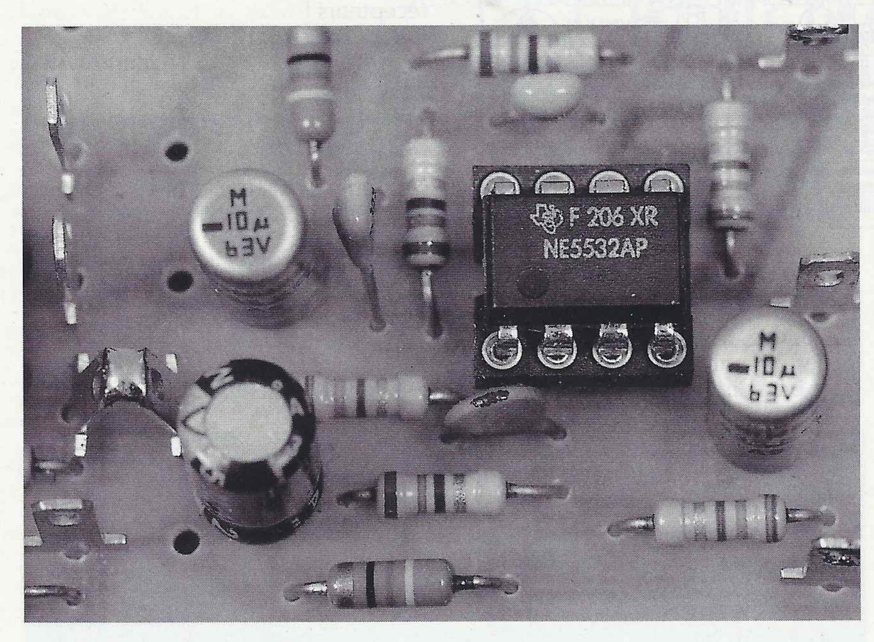
Figure 10 : étage d'entrée micro.



■ *Figure 11a*

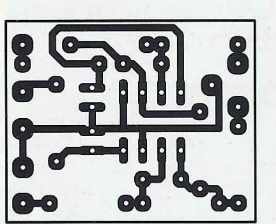


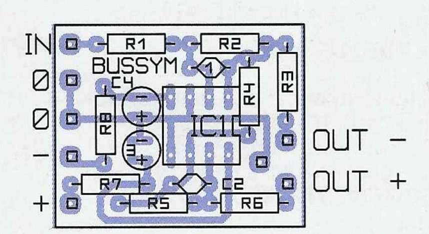
■ *Figure 11b*

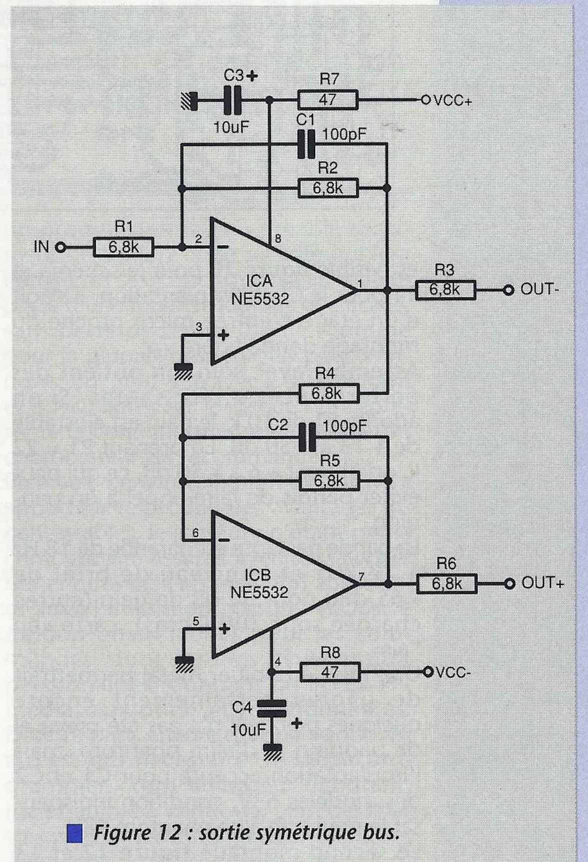


■ *Figure 13a*

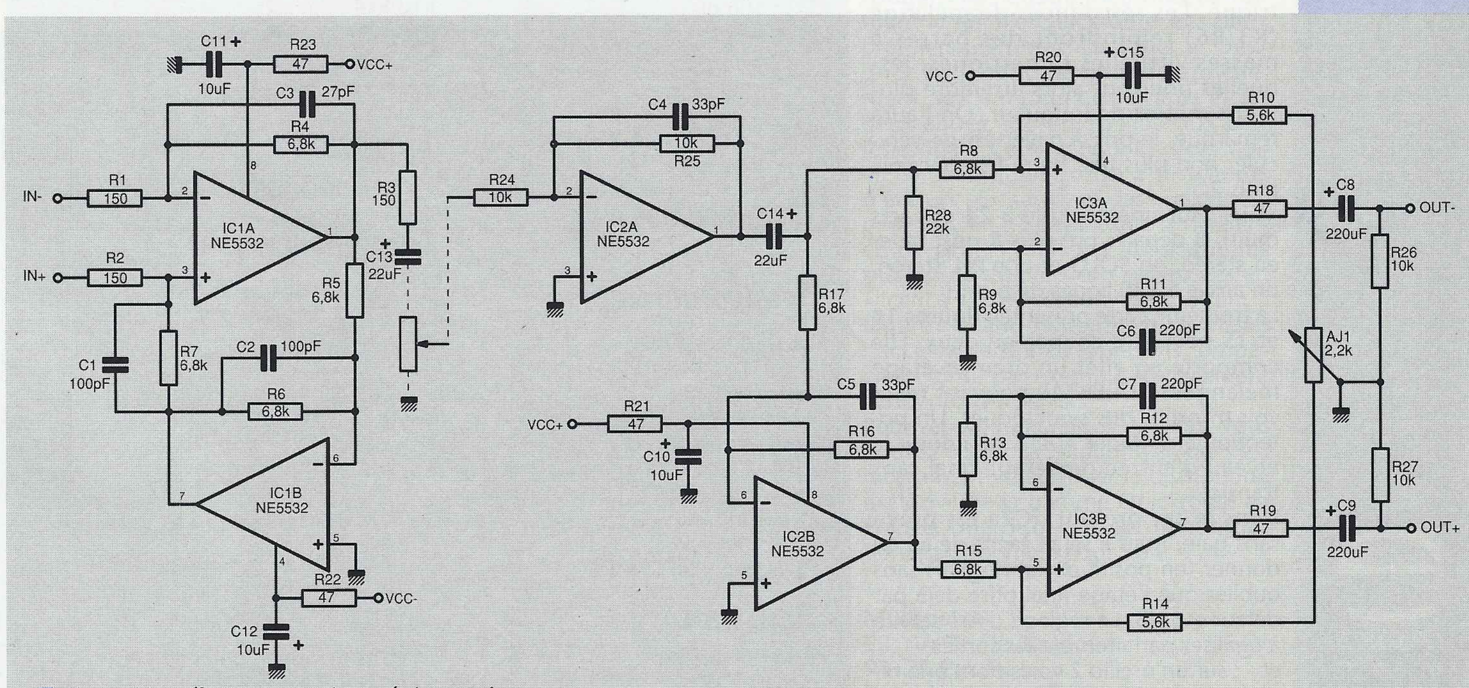
■ *Figure 13b*







■ *Figure 12 : sortie symétrique bus.*



■ *Figure 14 : mélangeur + sortie symétrique active.*

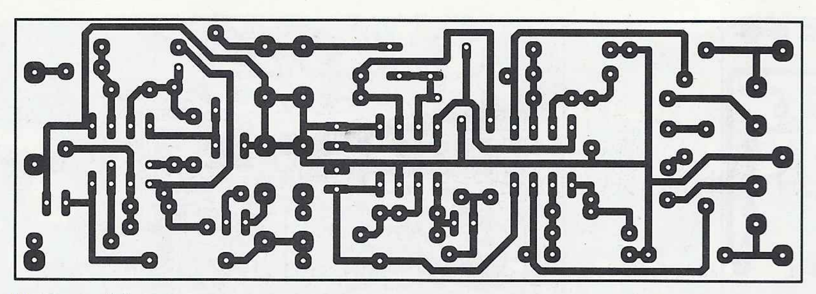


Figure 14

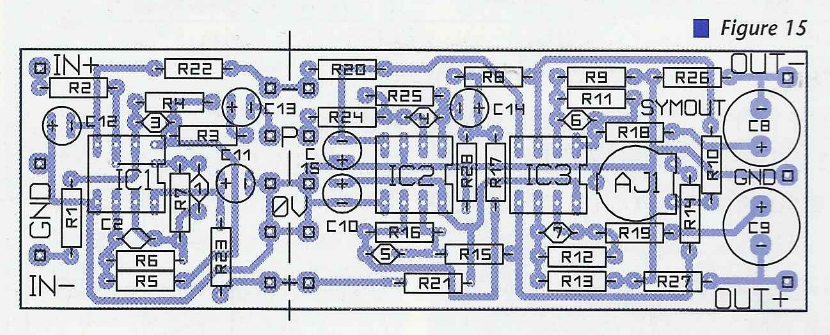


Figure 15

est visible **figure 10** pour le schéma et **11** pour le CI et l'implantation. Il s'agit d'un étage d'entrée micro proche du montage donné figure 7 c.
Assemblé avec soin, on obtient des performances intéressantes. Si on adopte P1 de 10 k, le gain est ajustable de + 13 à + 50 dB. En prenant P1 = 22 k, on obtient + 6 à + 50 dB, ce qui peut éviter parfois de faire appel à un padding.
La bande passante est garantie de 18 Hz à 72 kHz et le niveau de bruit de - 65 dBu pour 50 dB de gain (entrée chargée sous 200 Ohms), carte «en l'air».
Une mise en boîtier métal permettrait de gagner certainement encore quelques points. Il n'a pas été prévu ni de padding ni d'alim phantom, mais l'implantation accepte pour C1 et C2 des modèles 63V, condition indispensable pour une alim phantom 48V.
Le second montage **figure 12** et **13** regroupe sur une mini-carte un circuit bien adapté à une sortie bus symétrique. Les résistances de mélange (R3/R6) rejoindront des barres à masses virtuelles symétriques, lesquelles pourront alors atteindre plusieurs mètres de longueur. On l'aura remarqué, le prix à payer est de véhiculer non plus une barre bus par voie mais 2.
Ainsi, sur une console à 24 départs multi, 8 départs pré plus 8 post fader en stéréo, un SOLO et une PFL stéréo, on arrive à 120 lignes de bus...!
La troisième carte présentée **figures 14** et **15** peut être coupée en deux. Elle comporte en effet un premier étage mélangeur SUPERBAL pouvant recevoir n sorties bus symétriques. Un potentiomètre (fader ?) servira à doser le niveau d'entrée de l'étage final sans transfo.
Dans le cas présent, IC2a est prévu sans gain, mais il serait facile de lui en donner (en positif ou en négatif) sans oublier que l'étage final offre déjà par défaut + 6 dB. Le réglage d'AJ1 servira à égaliser parfaitement les sorties + et - : sur un oscillo 2 voies dont une réverse, on superposera exactement les deux traces.

Conclusion

Ces petites cartes simples à réaliser et faciles à combiner permettront de se faire une opinion des solutions classiques employées pour échapper aux transformateurs. Il ne faudrait pas oublier cependant les plus récentes telles que SSM2015/6/17 et 2142 (voir ERP n° 516).
Toutefois, et par expérience, si la symétrie des entrées intégrées se répand largement dans les réalisations commerciales, celle des sorties reste plus «traditionnelle» et impose une certaine prudence : il serait dangereux par exemple de vouloir offrir des liaisons sans condensateurs.
Une tension continue accidentelle de +/- 15V n'est pas appréciée par tous les récepteurs !

Jean ALARY.

Bibliographie :

Documents STUDER, EMT, SOUNDCRAFT, STUDIOMASTER et le superbe ouvrage «Handbook for Sound Engineers», SAMS, Glen M BALLOU Editor. Ce pavé de 1500 pages en langue anglaise mérite - malgré son prix élevé (environ 120 $)- une place de choix dans la bibliothèque des passionnés du son et de ses techniques.

NOMENCLATURE

SYMIN

Résistances :

R1,R2 : 10 kΩ
R3,R4 : 3,3 kΩ
R5 à R7 : 22 kΩ
R8 à R10 : 47Ω
R11 : 18 kΩ
R12,R13 : 1 kΩ
R14 : 2,2 kΩ

Condensateurs :

C1,C2 : 100 µF 63V
C3 : 100 pF
C4 : non utilisé
C5 : 2,2 µF
C6,C7 : 470 pF
C8,C9 : 22 µF
C10,C11 : 22 pF
C12 : 100 µF 25V
C13,C14 : 10 µF 25V
C15 : 470 µF

Semiconducteurs :

T1 à T4 : 2N5087
IC1 : TL071 + support
D1,D2 : IN4148

Divers:

Cosses + P1 : 10 kΩ R

BUSSYN

Résistances :

R1 à R6 : 6,8 kΩ
R7,R8 : 47 Ω

Condensateurs :

C1,C2 : 100 pF
C3,C4 : 10 µF

Semiconducteur :

IC : NE5532 + support

SYMOUT

Résistances :

R1 à R3 : 150 Ω
R4 à R9,R11 à R13,R15 à R17 : 6,8 kΩ
R10,R14 : 5,6 kΩ
R18, R23 : 47 Ω
R24 à R27 : 10 kΩ
R28 : 22 kΩ

Ajustable :

AJ1 : 2,2 kΩ PIHER

Condensateurs :

C1,C2 : 100 pF
C3 : 27 pF
C4,C5 : 33 pF
C6,C7 : 220 pF
C8,C9 : 220 µF
C10 à C11,C15 : 10 µF
C13,C14 : 22 µF

Semiconducteurs :

IC1 à IC3 : NE5532 + supports

Divers :

16 cosses + option potentiomètre 22 kΩ log



p u b l i - d o s s i e r

LES LOGICIELS DE CAO

La CAO, Conception Assistée par Ordinateur, envahit de plus en plus les bureaux d'études mais s'adresse désormais aussi aux particuliers.
L'offre est aujourd'hui très vaste sur PC depuis que certains logiciels sont «descendus» des stations de travail.
A l'inverse des outils conçus pour PC «montent» sur station.
Les lignes qui suivent donnent une bonne idée de ce que l'on peut acquérir pour un coût raisonnable en édition de schémas, routage, simulation analogique et logique.

ENFIN LA CAO ÉLECTRONIQUE FACILE AVEC «QUICKROUTE POUR WINDOWS»

La société française Multipower occupe une place prédominante depuis quelques années dans les logiciels de CAO électronique tournant sur PC. Elle a commencé ses activités en 1990 en étant le premier importateur de Boardmaker. Avec la toute dernière édition de Quickroute pour Windows, elle vient de conforter sa position de leader sur ce marché. Ce qui est étonnant, c'est que le premier des quatre produits de cette nouvelle gamme, «Quickroute Designer» est proposé pour moins de 1000 francs TTC, complet avec un autorouteur pour faire des circuits imprimés simple et double face !

La nouvelle version 3 de la gamme Quickroute est bien plus puissante et plus simple à utiliser que la précédente version 2 que Multipower a évaluée il y a un an.
On peut créer soi-même toutes sortes de nouveaux symboles très facilement.
Les interfaces graphiques ont été nettement améliorées, ainsi que la vitesse d'exécution de toutes les commandes. Une précieuse aide «en ligne» a été ajoutée, ce qui permet une très rapide prise en mains du produit sans se référer constamment à la notice. L'utilisation du produit donne un agréable sentiment de confort et de sécurité qui fera l'envie de ses concurrents car tout se passe d'une manière logique et efficace, sans perte de temps inutile. Comme pour la plupart des logiciels pour Windows, un '386/'486 avec 2 MO de RAM et 3 MO libres sur le disque dur représente la configuration minimale, et un coprocesseur est recommandé.
Bien sûr, l'environnement Windows a apporté à ce produit des avantages incontestables, le moindre n'étant pas la compatibilité assurée avec tous les périphériques déjà installés. On appréciera aussi l'utilisation presque exclusive de boutons d'icônes pour les commandes, dont certains peuvent être personnalisés, donnant un accès immédiat aux outils et fonctionnalités.
D'autre part, encore grâce à Windows, il n'est pas nécessaire de savoir programmer - tout utilisateur débutant, mais habitué à Windows, peut dessiner très rapidement des circuits imprimés de qualité profesisonnelle - .
Le tableau ci-joint montre les caractéristiques des quatre membres constituant la famille Quickroute. Les deux premiers membres, Designer et Designer Plus, sont destinés essentiellement aux amateurs exigeants et les deux autres, Pro et Pro Plus, aux professionnels. Comme pour tous ces logiciels, Multipower offre à ses clients d'évoluer plus tard vers des versions supérieures, en ne payant que la différence de prix. Précisons aussi que les mêmes quatre versions proposées en «licence site éducation» permettent à un enseignant d'interdire à ses élèves l'accès à certaines fonctions, empêchant ainsi, par exemple, l'effacement accidentel des fichiers.
Pour recevoir catalogue et tarifs, vous pouvez contacter Multipower, qui s'est récemment vu attribuer la distribution exclusive de la gamme Quickroute en France. Une disquette de démonstration est disponible pour 50 F.

LES 4 VERSIONS DE «QUICKROUTE POUR WINDOWS»

	DESIGNER	DESIGNER+	PRO	PRO+
Taille max. projet (en N° de pastilles)	10 000	20 000	30 000	40 000
Vitesse (Nets/Sec)* de l'autorouteur	1,3	2,9	6,8	6,8
N° de couches autoroutage	2	2	8	8
Saisie de schémas	non	non	250 symboles 1500 nets	500 symboles 3000 nets
Génération de netlistes	non	non	oui	oui
Netlistes globales (**)	non	non	non	oui
Export Gerber	non	oui	oui	oui
Import Gerber	non	non	non	oui
Export NC Drill Perçage num.	non	oui	oui	oui
Prix HT	**990,00 F**	**1690,00 F**	**2990,00 F**	**5990,00 F**

(*) avec un '486DX33, (**) permet la création de bus d'alimentation et de données.

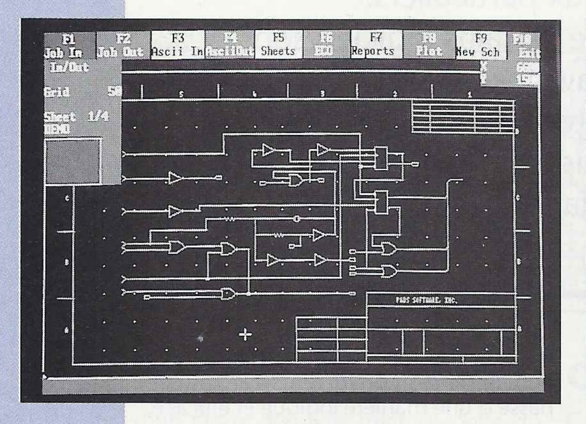
Multipower
22, rue Emile Baudot
91120 Palaiseau
Tél. : (1) 69 30 13 79
Fax : (1) 69 20 60 41



PAD'S : LE LOGICIEL LE PLUS VENDU AU MONDE(1)

(1) Statistique IDC-USA concernant les CAO

Il serait étonnant que cette statistique repose sur le hasard.
Il n'y a pas de limite aux performances du logiciel PAD'S, que vous utilisiez le module limité à 15 composants ou la station de travail, vous avez en mains une formule UN (attention il faut savoir conduire).



Avec son manuel de 750 pages en français, PAD'S vous ouvre les portes de la conception haute performance ; si vous travaillez sous DOS ou sous Windows PAD'S vous offre une résolution inférieure au micron, une bibliothèque de plus de «10 000 compoants», plus de 10 bibliothèques paramétrables. Le routeur quant à lui est orienté équipotentielle et connexion, et bien entendu route à 100% avec remise en cause.

Si ces performances vous effraient, C.I.F. ne vous laisse pas tomber, tous les propriétaires de PAD'S peuvent opter pour des formations individuelles ou groupées.

Les auteurs de PAD'S connaissent bien le nombre d'heures que vous passez à la conception, c'est pour cette raison qu'ils ont inclus une sauvegarde automatique toutes les cinq minutes. Ajoutez à cela que PAD'S peut gérer 30 couches (!) et possède un menu de contrôle d'erreurs, vous commencez à comprendre pourquoi ce logiciel s'appelle «Pad's Perform».

N'attendez pas, rejoignez les milliers de concepteurs qui nous ont choisi, et soyez sûr d'une évolution et d'un suivi permanent.

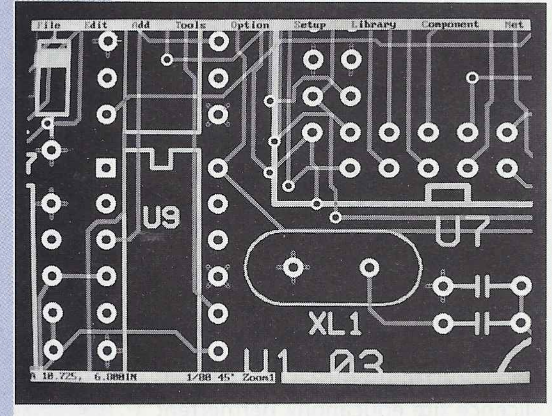
Contactez C.I.F. pour plus d'informations :

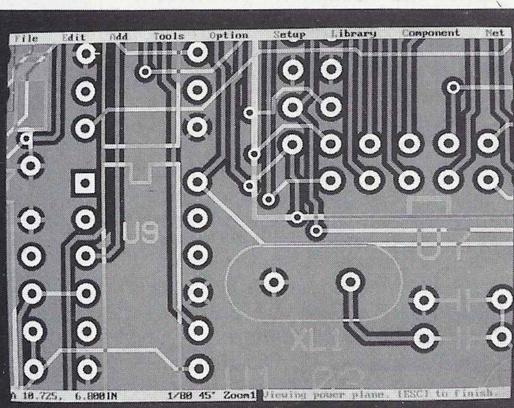
11, rue Charles-Michels
92220 Bagneux
Tél. : 45 47 48 00
Fax : 45 47 16 14

BOARDMAKER : LE PLUS CONVIVIAL.

SAISIE DE SCHEMAS, PLACEMENT, ROUTAGE EN TROIS MODULES

Plusieurs centaines de logiciels Boardmaker ont été vendus par la société C.I.F. sans que les utilisateurs aient rencontré de difficultés.





MODULARITÉ : certainement la force de ce logiciel. Plus de la moitié des utilisateurs commencent par Boardmaker I ou le module de placement de Boardmaker II, et finissent par acheter la chaîne complète. L'auteur met en confiance en permettant de tester les fonctions pour un petit budget (inférieur à 1000 francs).

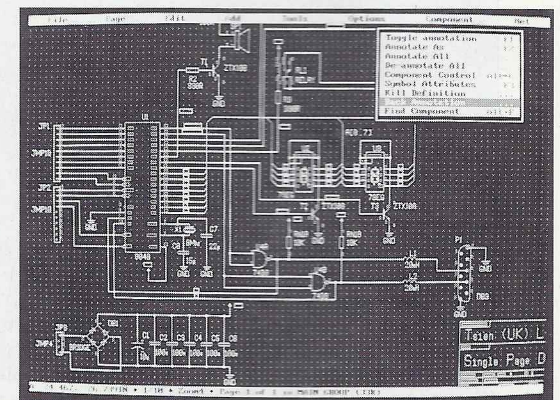
La place nous manque pour énumérer toutes les fonctions, mais jugez par vous-mêmes :

- 8 couches + couche sérigraphie
- 430 x 430 mm utile
- maillage jusqu'à 800 équipotentielles
- 8 pistes 0,05 à 13,5 mm définissables
- indication de densité de connexions
- édition de netlist
- librairie extensible
- 7 choix de grilles de déplacement de 2/1000 à 1/10è de pouce
- routeur interactif sans grille
- génération automatique de vias
- CMS, routage sur les 2 faces externes
- création de cercles et arcs de cercle
- librairie extensible
- gestion multiplanches
- 45 et 90° automatique
- 100 symboles et outils de librairie
- affichage de chevelu par composant
- rétroannotation du layout vers netlist
- 1000 symboles pour C.I.
- gestion de freins thermiques
- pastilles rondes, carrées, oblongues, rectangulaires (ou paramètrables)
- routage sur 2 à 8 couches
- manipulation de bloc
- contrôle du routage par panneau
- sauvegarde automatique paramétrable
- génération automatique de masses.

Dans un souci d'économie constant, l'auteur a inclus une sortie postcript pour vous permettre de flasher vos films avec une qualité professionnelle pour moins de 100 francs.

Prise en main facile, modularité, il ne vous reste qu'à vérifier en demandant à C.I.F. la disquette de démo correspondant à votre besoin.

C.I.F.
11, rue Charles-Michels
92220 Bagneux
Tél. : 45 47 48 00
Fax : 45 47 16 14



SYNARIO : SYSTÈME UNIVERSEL DE DÉVELOPPEMENT POUR CIRCUITS LOGIQUES PROGRAMMABLES

La jeune société française ALSE a été choisie l'an dernier par Data I/O (USA) pour représenter la gamme SYNARIO en France. Cet été, ALSE et MB Electronique ont conclu des accords de synergie permettant de mettre leurs produits en commun et de partager efforts commerciaux et techniques. MB Electronique, avec la gamme Abel, les produits NEOCAD, et les programmateurs Data I/O (dont le célèbre ChipLab), complète l'offre de synthèse logique.

ALSE agrandit maintenant sa gamme de CAO Electronique sous Windows avec les produits Massteck. Enfin, ALSE propose aussi des services, comme ses stages de formation, ou encore la sous-traitance de conception de FPGAs.

Synario représente aujourd'hui la solution universelle la plus moderne et la plus puissante du marché pour concevoir des circuits logiques programmables complexes, de toutes marques (Actel, Altera, AMD, Atmel, Intel, Lattice, QuickLogic, Xilinx...).

Entièrement (et uniquement) sous Windows (PC), Synario permet de définir la logique du composant sous de multiples formes allant du schéma jusqu'au VHDL en passant par les machines à états sous forme graphique et, bien entendu, le langage Abel-HDL.

La puissance de Synario est paradoxalement très simple à maîtriser grâce au Navigateur, véritable système-expert qui assiste le concepteur en gérant tous les détails d'implémentation et en adaptant automatiquement la méthodologie de travail.

Enfin, Synario offre un environnement complet de développement multi-fenêtres, avec (par exemple) simulation dynamique liée au schéma (cross-probing), qui simplifie à l'extrême la mise au point. Ceci, dès les premières étapes (simulation fonctionnelle), et jusqu'à la simulation finale du composant programmé (timing).

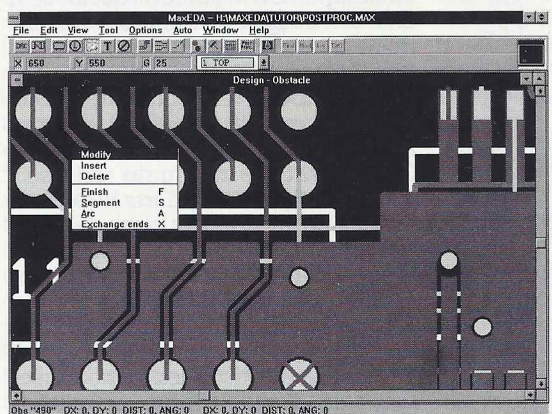
Comme on peut s'en douter, Synario est un système très modulaire que l'on adaptera à ses propres méthodes de travail ainsi qu'aux familles de composants à supporter.

Des extensions existent aussi pour adapter l'outil de base à d'autres utilisations (schéma, routage, simulation, etc...). La Saisie de Schémas est également disponible séparément, pour un coût très modique.

ALSE
Tel : (1) 45.82.64.01
Fax : (1) 45.82.67.33

MB Electronique
606 Rue Fourny - BP 31
78533 - BUC Cedex
Tel : (1) 39.56.81.31
Fax : (1) 39.56.53.44

MAXEDA DE MASSTECK : SUPER-ROUTEUR 100%, HAUT DE GAMME



La revue américaine *«Printed Circuit Design»* organise chaque année un benchmark permettant aux différents outils de se mesurer à des cas concrets. **MaxEDA 6.0**, la dernière mouture de Massteck (USA) a obtenu le meilleur classement de sa catégorie (moins de 100.000 F). Les performances de ce routeur haut de gamme approchent celles des meilleurs outils sur station de travail. Mais le nombre de points élevé obtenu par MaxEDA (92, alors que la moyenne des concurrents est de 69) montre que c'est un système très équilibré, qui excelle dans toutes les tâches grâce à :

- Une excellente **saisie de schémas hiérarchique** sous Windows (Synario-Capture), parfaitement **intégrée dans la conception** (assignation dynamique d'empreintes, rétro-annotations dynamiques, cross-probing, etc...).
Toutes les modifications se font en temps réel, depuis le schéma ou le routage : la base de données est ainsi en permanence à jour.
- Un très bon **autoplaceur de composants** : automatique, par zones, assisté et manuel. Rares sont les outils de placement dont les résultats sont réellement utilisables, MaxEDA en fait partie.
- Un **Autorouteur 100%** incroyablement performant, capable de pousser pistes et composants pour obtenir le **meilleur résultat**. Les résultats obtenus surprennent les professionnels, y compris en simple face avec insertion automatique de jumpers !
- Un **routage manuel «intelligent»** : le système vérifie en temps réel les isolations, et sait proposer des solutions pendant le routage manuel (finir au mieux, pousser les pistes bloquantes, les composants, etc...). Dans ce mode, MaxEDA donne à l'utilisateur l'impression de travailler «en double» avec un expert à son écoute.
- Des **capacités** en rapport avec la complexité des cartes et des composants actuels (30 couches, résolution 1/60ème de mil, 4000 composants par carte, 16000 nets, rotation de composants par 1/60ème de degré, isolation réglable par net et par couche, gestion des pad stacks, zones de cuivre sans résidus, freins thermiques, etc...)
- **Des post-processeurs et des sorties conçues pour garantir la fabrication** : génération de points de test, auto-DFM pour éliminer les angles vifs, etc...
- Des performances élevées sous Windows : MaxEDA est une application native Windows **32 bits**, qui fonctionne sous Windows, et Windows-NT.

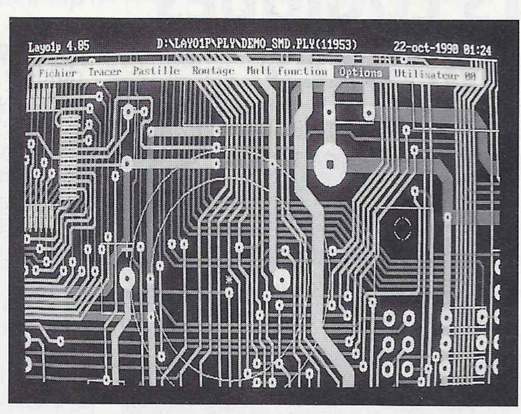
Côté **compatibilité**, MaxEDA reconnaît les formats EDIF, FutureNet, ViewLogic, OrCAD, PCAD, PADS, CADSTAR, PROTEL, TANGO...

Pour en savoir plus, contactez **ALSE** en appelant le (1) 45.82.64.01 ou par fax au (1) 45.82.67.33.



LAYO1

Vous avez dit CAO ! Si comme moi, vous connaissez plusieurs logiciels et que vous avez à réaliser des circuits imprimés, vous avez sûrement passé des nuits blanches. Si en plus, vous avez la responsabilité d'un bureau d'études et des achats, alors vous en avez connu d'autres.



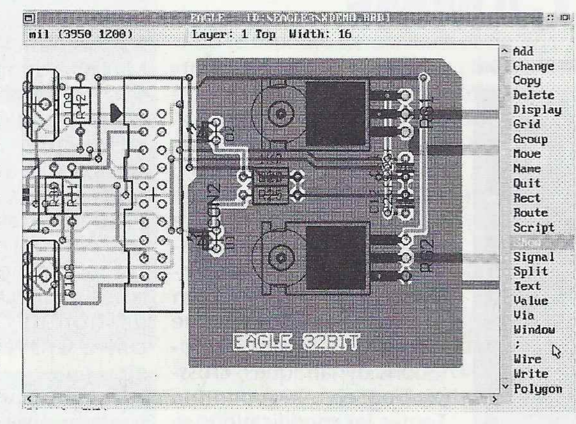
En effet, la plupart des logiciels de CAO ont la particularité de se présenter d'abord sous leur angle financier... et ce n'est souvent pas une paille... Le prix justifiant la complexité, nous passons ensuite à la formation qui outre d'être très chère, a aussi la particularité d'être très concentrée et fastidieuse. Viennent enfin la prise en main et la découverte toujours très douloureuse que le fameux logiciel qui route à cent pour cent n'est d'aucun secours dans le cas particulier qui est le nôtre. Il faut dire que nous faisons du spécifique... (c'est en tout cas ce que l'on vous répondra si vous tentez de vous rebiffer). Mais tout cela est bel et bien terminé. En effet, il existe sur le marché un logiciel LAYO1E (E pour Evaluation) qui ne coûte presque rien (195 F TTC). Il dispose de toutes les fonctionnalités qu'un professionnel de la CAO peut souhaiter et ne nécessite pas une auto-formation supplice de plus de quelques heures, un quart d'heure même si l'on veut travailler dans son mode simple, comme une planche à coller, c'est-à-dire sans création ou importation d'une netliste. De plus, il possède un routeur pour ce mode simple et un auto-routeur programmable (oui ! oui !), simple et double face qui route comme l'éclair (en tout cas aussi simple que les autres). Mais ce routeur est surtout complètement interactif, c'est l'art du créateur qui s'exprime et c'est le logiciel qui fait le reste. On s'aperçoit tout de suite que l'ensemble est conçu par les électroniciens et non par les informaticiens. De par sa convivialité, sa simplicité (entièrement en français) et sa rapidité, c'est même sûrement le plus rapide de tous... et donc encore le plus économe. La capacité ? La version limitée de 1000 pastilles autorise la réalisation de circuits conséquents. Je comprends parfaitement que ce routeur fasse fureur aux USA. Alors, avant de dépenser et même si vous possédez déjà un ensemble haut de gamme, renseignez-vous vite, éventuellement auprès des utilisateurs de ce fabuleux produit. Vous pouvez le tester sans véritable investissement et aucun commercial volubile ne sera là pour vous submerger de détails et de louanges sur le produit. Vous pourrez vous faire une idée par vous-même ! Finalement, c'est encore là la meilleure preuve de sérieux...

C'est seulement lorsque vous êtes complètement satisfait que vous décidez de vous procurer un upgrade correspondant à vos besoins : 2000 (Double), 4000, etc. Un regret ! Je connaissais le nom Layo1 depuis trois ans. Pourquoi ai-je continuer à «travailler» avec mon programme haut de gamme si longtemps en pensant : «Que pour ce prix, ça ne pouvait pas être sérieux !»

Distributeur :
Layo France SARL
Château Garamache - Sauvebonne
83400 Hyères
Tél. : 94 28 22 59
Fax : 94 48 22 16
3614 code LAYOFRANCE

EAGLE 32 BITS

Le module de base est nécessaire pour le fonctionnement des options Saisie de Schémas et Autorouter. La version actuelle fonctionne sous DOS, des versions WINDOWS et OS/2 sont sous développement.



EDITEUR (module de base) : permet la conception manuelle de platines sur 16 couches / résolution 1/10000 de mm / génération automatique de plans de masse (polygones) qui peuvent être affectés à n'importe quel signal dans toutes les 16 couches routables / génération automatique de couches d'alimentation internes / grille en mm, Mil et pouces / taille maxi du dessin 64 x 64 pouces : nombre de composants/pistes, pastilles limité uniquement par la mémoire vive disponible (passe sur le disque dur si la mémoire est insuffisante) / structure de données 32 bits / surface graphique similaire à WINDOWS™ avec système d'aide contextuel / reconnaissance automatique de la carte vidéo utilisée. CAM processeur supporte pratiquement toutes les imprimantes-traceurs du marché, y compris les drivers pour GERBER/EXCELLON etc. / documentation et aide contextuelle en français.

SAISIE de SCHEMAS : 99pages / nombreuses bibliothèques de composants / export de net-listes / une seule commande pour transformer le schéma en platine (composants avec chevelu pour routage manuel ou automatique)

AUTOROUTER 100 % : Grille de routage minimale 4 Mil / accepte des éléments en dehors de la grille / routage des CMS et composants à pas exotiques / routage sur une seule couche possible / pilotage par «facteurs de coût» / multicouches (jusqu'à 16 couches signaux routées simultanément) / direction préférentielle pour chaque couche : horizontale, verticale, (des vrais) 45 et 135 degrés et multidirectionnelle : technique Ripup et Retry pour un routage de 100% / passes d'optimisation pour minimalisation des vias et lissage de pistes.

La désignation «routeur 100%» veut dire que les platines routées manuellement à 100% peuvent être résolues par l'Autorouter sous condition que le temps disponible soit illimité. Cette restriction est valable pour tous les router 100% du monde.

Configuration minimale requise : 386SX, 4Mo de RAM, Carte VGA, Souris, DOS 5.

LES PRIX : Vous pouvez commencer avec le module de base et acquérir les options Saisie de Schémas et Autorouter plus tard.

Il n'y a qu'une seule version du logiciel avec les caractéristiques mentionnées ci-dessus. (Pas de versions «d'entrée» ou limitées en nombre d'éléments).

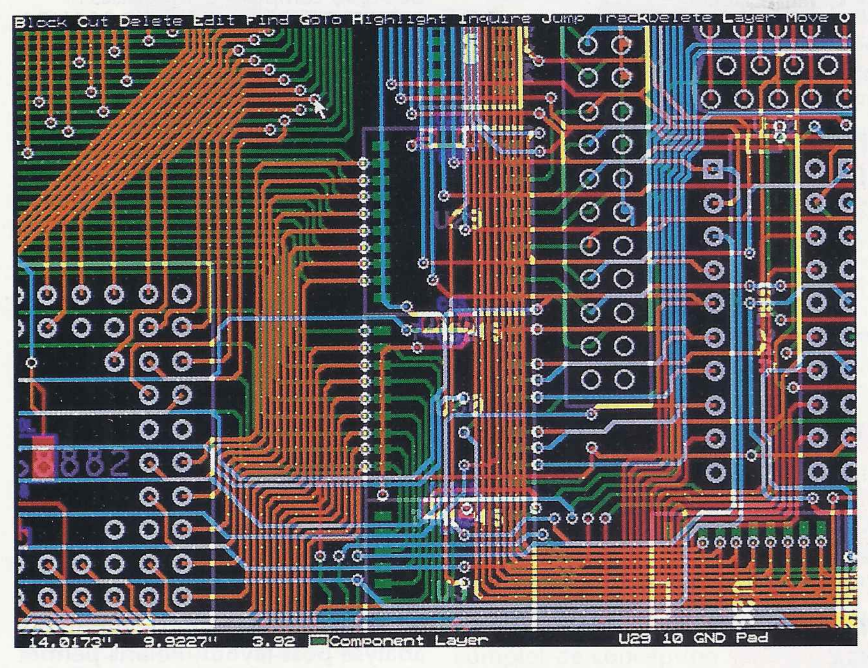
EDITEUR (Module de base) :
4400 F HT (5218,40 F TTC)
Options :
SAISIE DE SCHEMAS : 3500 F HT (4151 F TTC)
AUTOROUTER : 3500 F HT (4151 F TTC)
DEMO (version intégrale sans sauvegarde) :
100 F. TTC

DEVELOPPEMENT ELECTRONIQUE
32400 VIELLA
Tél. : 62.69.82.01 - FAX : 62.69.82.23



L'INTÉGRALE ORCAD : DE LA CONCEPTION A LA FABRICATION

L'intégrale OrCAD : de la conception à la fabrication
Premier fournisseur français de CAO Electronique, ALS Design propose la solution 32 bits la plus complète et la plus intégrée du marché : schémas, simulations, routage automatique 100% et FPGA ... dans une architecture unique !

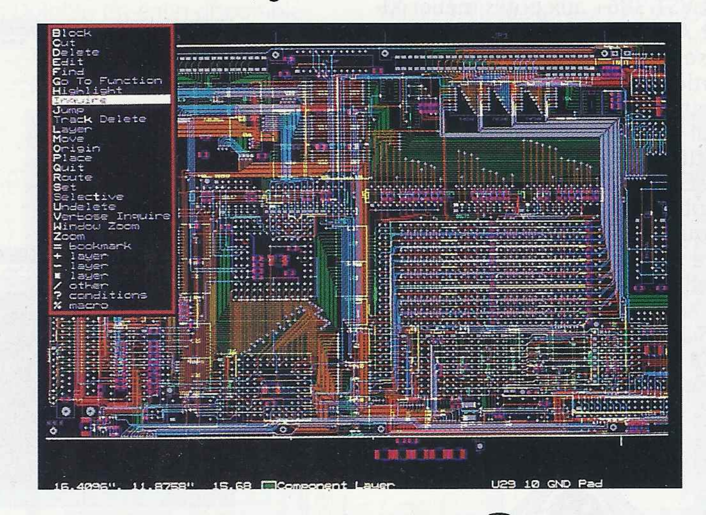


OrCAD/SDT 386+ :
Saisie de schémas adaptative et universelle
Dans un environnement optimisé, la nouvelle génération SDT 386+ est certainement la schémathèque la plus rapide et la plus efficace pour concevoir tous vos schémas. Des menus déroulants et adaptatifs, des commandes très faciles à mémoriser, un processeur de macros, des fonctions de répétition automatique, la technologie 32 bits et les ressources pratiquement illimitées de la mémoire étendue : TOUS les atouts pour répondre à vos objectifs en terme de facilité, de performances et de qualité.
SDT 386+ est un système ouvert qui s'adapte à vos méthodes de conception : les drivers de tous les traceurs, imprimantes et cartes graphiques sont disponibles en standard, et SDT 386+ est directement interfacé avec vos outils de développement électronique (routage, simulation, conception des FPGA, simuation et synthèse logique). De fait, SDT 386+ est reconnu par les plus grands acteurs du marché : XILINX, ACTEL, PSPICE, APTIX..., et satisfait déjà les exigences de 80 000 utilisateurs - aucune CAO Electronique n'a jamais atteint un tel niveau d'utilisation !

OrCAD/PCB 386+ :
Routage et maîtrise complète du process
Fondé sur les technologies de super-routage MASSTECK (code intégré), ORCAD/PCB 386+ est spécialement conçu pour répondre à vos objectifs en phase d'industrialisation : délais de réalisation, coût de production, normalisation et qualité.
Interactif et convivial, PCB 386+ offre un accès illimité aux fonctions d'édition sur le circuit imprimé : enregistrement et import d'une section critique utilisable comme un module, génération automatique des empreintes CMS, personnalisation des broches sur un groupe de modules, orientation du texte... sans même quitter l'éditeur !
En mode automatique, PCB 386+ assure le routage simultané de 16 couches en respectant la stratégie de l'utilisateur (Standard, bancs mémoire, globale, par dispersion...) et en appliquant des règles strictes d'isolation DRC. PCB 386+ autorise également les arcs et les angles quelconques, le routage dans les zones de cuivre et il génère automatiquement les freins thermiques.
Et pour intégrer ses performances dans des solutions existantes, OrCAD/PCB 386+ est doté en option d'interfaces bidirectionnelles avec les principaux outils de placement/routage du marché comme Mentor, Valid, Pads, P-Cads, Cadstar, Protel et Tango.

COOPER & CHYAN TECHNOLOGY :
Routage Automatique 100%
A la pointe des évolutions technologiques, ALS Design propose un moteur de placement/routage entièrement automatisé. Transparent pour l'utilisateur de PCB 386+, ce processeur décuple la puissance et le taux de réussite des routeurs classiques, et garantit un très haut niveau de précision.
Trois options pour accroître vos performances sur les circuits imprimés denses et complexes :
SP2 : route automatiquement 2 couches signaux sans limitations du nombre de broches,
SP4 : route automatiquement 4 couches signaux, jusqu'à 4000 broches,
SP10 : haut-de-gamme, il route automatiquement 256 couches signaux sans limitation des broches.

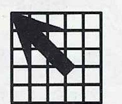
View 386+ : Gestion des fichiers Gerber
Issu de l'expérience industrielle de ALS Design, View 386+ est l'outil indispensable pour visualiser, vérifier, transformer et imprimer tous vos fichiers Gerber destinés au phototraçage. Précis et économique, View 386+ vous évite ainsi les heures perdues en essais sur les traceurs ou les phototraceurs : c'est la garantie d'une production dans les meilleurs délais... et au meilleur coût !





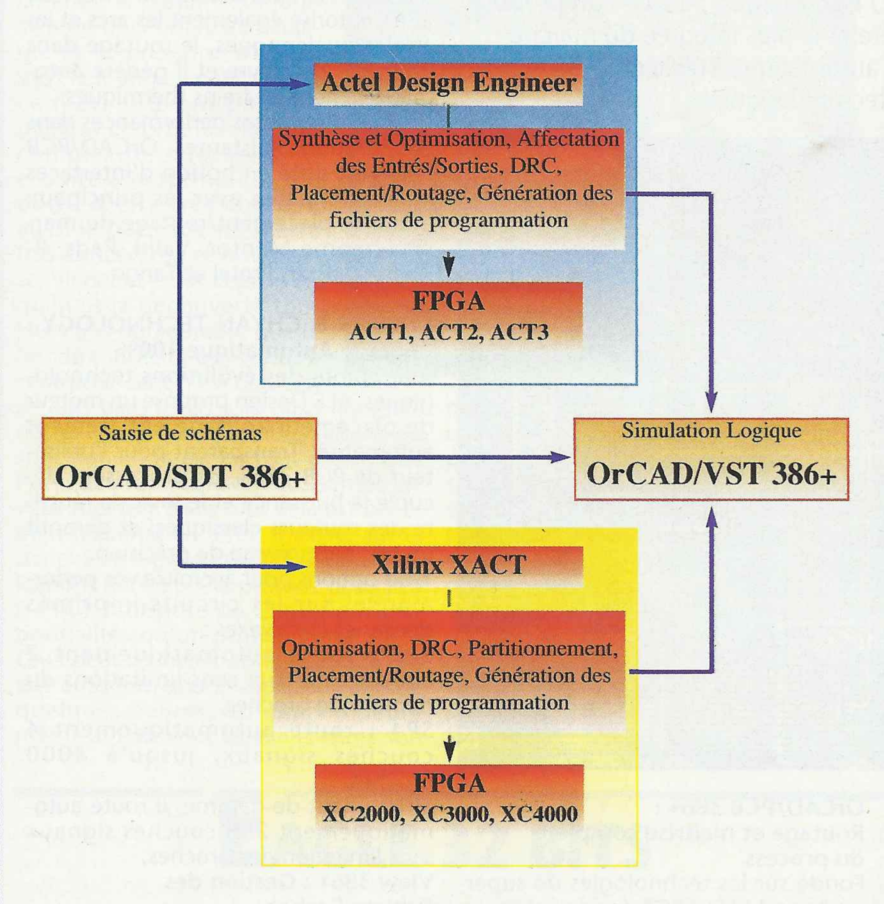
ALS Design
38, rue Fessart
92100 boulogne
Tél. : 46.04.30.47

OrCAD®



XILINX, ACTEL ET ORCAD/VST 386 +

Pour concevoir et simuler les projets FPGA les plus complexes, voici un système de création et de vérification complet, puissant et parfaitement intégré.



En phase de conception, OrCAD/VST 386+ permet de détecter toutes les erreurs logiques, les erreurs de synchronisation, les aléas et les états parasites, et vous assure -très tôt dans le cycle de développement- le respect des délais et la qualité de vos projets électroniques.
En associant la saisie de schéma SDT 386+ et VST 386+ aux outils métier XILINX et ACTEL, la société ALS Design propose un système complet de conception FPGA...dans un interface utilisateur unique et particulièrement convivial !
La création du composant satisfait le meilleur compromis entre performances et capacité, et le placement/routage automatique garantit l'utilisation minimum de 85% des ressources. Création de la netliste, programmation du composant, analyse des temps de propagation et diagnostic : tous les outils sont réunis pour faire de votre PC 386/486 une véritable station de développement FPGA.



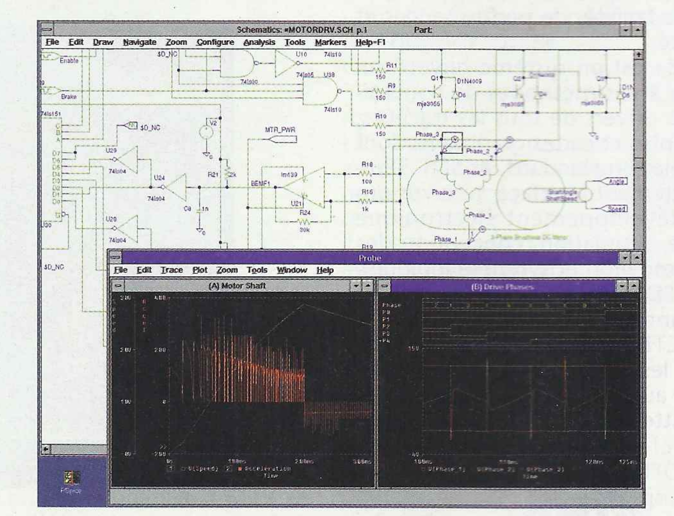
ALS Design
38, rue Fessart
92100 boulogne
Tél. : 46.04.30.47

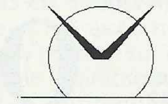
PSPICE DE MICROSIM :

Votre assurance électronique tous risques

Leader inconstesté de la Simulation Analogique et Mixte (déjà 19 000 licences), PSPICE est encore aujourd'hui le seul simulateur industriel capable de traiter simultanément les données analogiques et digitales, et de garantir un résultat réaliste et fiable.
Par delà son excellent moteur de simulation, PSPICE comprend un post-processeur graphique, l'analyse statistique, la modélisation comportementale, l'estimateur de modèles, l'éditeur graphique de Stimuli et bien sûr les librairies les plus riches du marché avec plus de 9.000 composants modélisés !
PSPICE est disponible sur PC 386/486, Windows et DOS, SUN et HP 9000 , et s'adapte à une grande variété d'utilisateurs : grands comptes (aéronautique, automobile..), PME/PMI ou enseignement.
Sa facilité de prise en main, associée au solide support technique de ALS Design pour les aspects les plus pointus, est la garantie pour chaque question posée d'une réponse rapide et précise.
A noter au chapitre des nouveautés MICROSIM pour les spécialistes de l'analyse :

- **Filter Synthesis** : outil interactif dédié à la synthèse et à l'analyse des filtres actifs passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande et rejecteur de bande (Butterworth, Chebyshev, Cauer elliptique...). Filter Synthesis inclut même les fonctions de synthèse de Bessel.
- **Polaris** : analyse de l'intégrité du signal. Identifie les capacités parasites, les bruits et les temps de retard en analyse post-layout. Polaris permet également l'étude des champs électromagnétiques induits sur les lignes de transmission.
- **PLogic** : simulation digitale avec la possibilité de simulation 'pire-cas' (Worst-Case) !
- **PLSyn** : synthèse de circuits programmables
- **Paragon** : optimise automatiquement les performances analogiques du circuit, en fonction d'un objectif précis, de paramètres de variation autorisés par l'utilisateur et en prenant compte - c'est unique sur le marché ! - de contraintes non-linéaires.

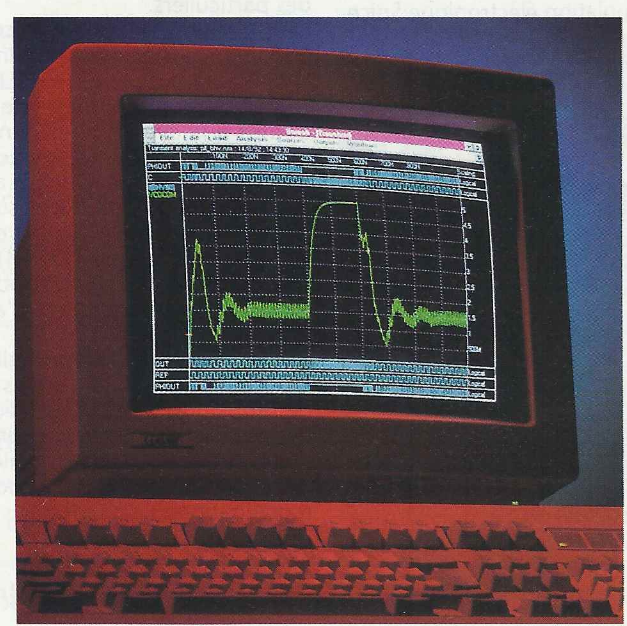




MicroSim Corporation

SMASH™/PROTEL... UNE SOLUTION COMPLETE

Associer le progiciel de conception de cartes le plus vendu sous MS-Windows au simulateur électronique le plus performant, c'est le défi qu'a su relever l'éditeur dauphinois Dolphin Integration.



SMASH™ est un véritable oscilloscope simulé, avec l'aptitude unique de modifier en temps réel les visualisations

Un simulateur d'avant-garde

Destiné dès l'origine à satisfaire les besoins croissants des concepteurs de circuits imprimés aussi bien que intégrés, le simulateur électronique Smash™ a réalisé une double première mondiale avec d'une part l'aptitude à traiter des signaux mixtes, logiques et analogiques, et d'autre part l'aptitude à modéliser la circuiterie à plusieurs niveaux : électrique (compatible Spice), mélangé au structurel (en portes Hilo ou Verilog) ou au comportemental (en langage C). Il est doté d'une riche bibliothèque de milliers de modèles de circuits. Surtout, aucun de ses concurrents, clones de Spice, ne permet la modélisation comportementale mixte, pourtant essentielle en conception de cartes électroniques où il manque toujours quelques modèles de composants. Il n'est alors pas surprenant que le ministère de l'Education nationale ait reconnu l'intérêt pédagogique de Smash™ pour les BTS et que des programmes européens Eureka, Chipshop et Eurochip l'aient choisi !
En outre, Smash™ est disponible à l'identique sur PC avec MS-Windows, sur MAC-OS ou bien sûr Power PC, mais aussi sur Unix...

Une vraie CAO sur Windows

Quant au système Protel, il offre d'emblée la plus grande base installée sur MS-Windows, compatible OrCAD, PCAD, PADS... tant pour son éditeur de schémas «Advanced Schematic», que pour son placeur et son routeur de carte, «Advanced Place» et «Advanced Route», avec des qualités inégalées en souplesse d'utilisation, facilité d'apprentissage et rapport performance-prix (1).
Voici enfin un ensemble modulaire mais complet de conception sur PC pour cartes électroniques, optimisé avec l'option «Smash™ Advanced». Jusqu'ici, la simulation n'arrivait pas à être convaincante pour le développeur de cartes, car il lui fallait une panoplie hétérogène de simulateurs spécialisés (un dérivé de Spice pour l'analogique et un simulateur structurel pour la logique, plus éventuellement un progiciel tortueux de couplage). D'ailleurs le développement d'une carte demande de plus en plus souvent une certaine expertise en conception de circuits intégrés ASIC, FPGA... et toujours une combinaison de circuits analogiques et logiques. La solution Dolphin est enfin disponible.

Les cartes autant que les circuits

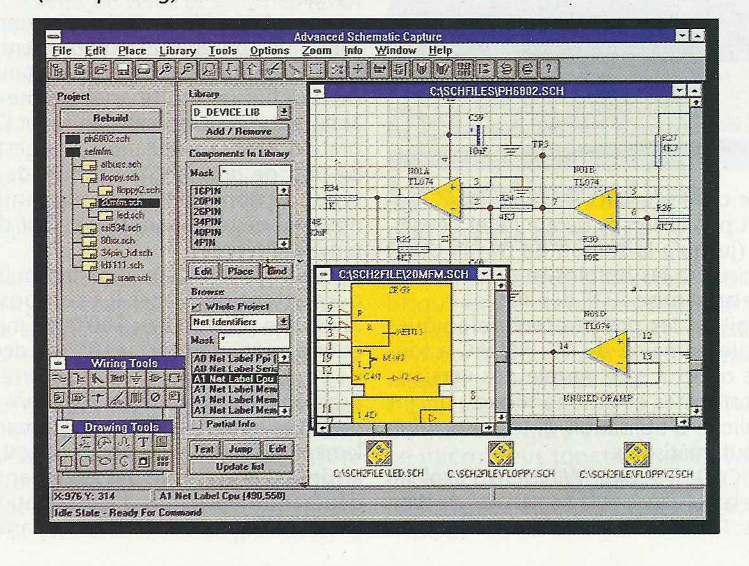
D'emblée la simulation exhaustive broche à broche d'un cricuit intégré est fortement rentable du fait qu'il n'est pas envisageable de corriger les erreurs de conception après coup sur des prototypes. Par contre, la rentabilité de la simulation des cartes apparaît surtout lors de la vérification des Ordres de Modifications (ECO ou «Engineering Change Orders»). Et si, en plus, le simulateur est bien conçu, flexible et ergonomique, alors il est bien plus facile et probant d'envisager des alternatives par CAO sur les parties difficiles d'une carte, que de modifier puis de vérifier sur prototype. Enfin il est possible d'effectuer des analyses de Monte-Carlo pour déterminer avec une précision réaliste les paramètres électriques de composants sensibles et assurer l'industrialisation... Impensable par manipulations sur prototype !
Pour l'électronicien soucieux de se connecter interactivement avec d'autres systèmes, Dolphin propose aussi une solution générique «SchEd» multiplateforme pour l'édition de schémas, interfaçant avec tout format de conception de circuits intégrés, hybrides ou imprimés.

Note sur la distribution :
La clientèle européenne a longtemps subi le fait que les fournisseurs d'Outre-Atlantique accroissent leurs marges en Europe (2), phénomène aggravé par les distributeurs profitant du monopole de fait des éditeurs américains pour accroître leurs ratios (3).
Par contre, la solution Dolphin est une politique de prix internationaux uniques, donnant aux Européens accès aux meilleurs progiciels dans les mêmes conditions que les Américains. Fini l'avantage qu'il y avait à passer commande directe en Californie !

(1) Brillamment positionné dans le rapport comparatif par Richard Goering dans EETimes le 11 avril 1994.
(2) Pratique judicieusement baptisée «uplift».
(3) Habilement baptisés «mark-up».

Dolphin Intégration
8, chemin des Clos - BP65
38242 Meylan Cedex
Tél. : 76.41.10.96 - Fax : 76.90.29.65

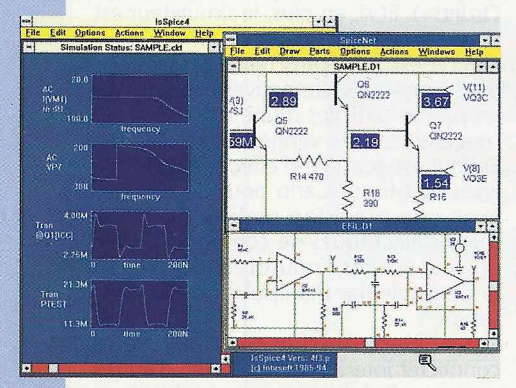
PROTEL supporte la rétro-annotation et les sondes bidirectionnelles (cross-probing) entre IAO et CAO.





Simulation électronique mixte, environnements PC et MAC

La société Intusoft, représentée en France par la société EXCEM à MAULE (78), a récemment étendu la gamme de ses progiciels de simulation électronique Spice.



Les progiciels ICAP sont des ensembles intégrés comprenant la saisie de schémas (SpiceNet), des bibliothèques de composants, un utilitaire avec aide en ligne dédié à la syntaxe Spice (PreSpice), un noyau de calcul Spice basé sur la version Spice 3F.3 de l'université de Berkeley (IsSpice), un postprocesseur graphique permettant de visualiser (intuscope) les formes d'onde après simulation.
Ils sont compatibles avec la plupart des routeurs par l'intermédiaire des NetListes (ou listes de composants au format Spice).

Il est à signaler la sortie récente de trois progiciels haut de gamme :
ICAP/4 Windows (pour Windows)
ICAP/4NT (pour Windows NT : PC, DEC Alpha, et MIPS)
ICAP/4 MacIntosh (pour MacIntosh)
Parmi les spécificités de ces nouveaux produits, on peut citer :
• l'intégration du simulateur interactif IsSpice4 qui permet des fonctions aussi avancées que changer les valeurs des paramètres des composants de façon continue pendant la simulation, ou encore de faire un balayage de paramètres en temps réel.
• une bibliothèque de composants impressionnante (plus de 4000 composants livrés en standard).
• une vitesse de simulation comparable à celle obtenue sur une station de travail.
• la visualisation des courbes en temps réel.
• la visualisation de famille de courbes comportant un grand nombre de points.
• etc.
Les logiciels ICAP/4DOS (pour DOS) et ICAP/4M (pour MacIntosh), restent commercialisés. Ce sont des produits très performants, basés sur la version 3F.3 de l'université de Berkeley.
A noter enfin la sortie d'un logiciel de simulation «limité» par rapport à ICAP/4Windows et peu onéreux, pour Windows, le produit ICAP/4Lite, plutôt destiné à des fins d'éducation, ou pour des budgets restreints comme ceux des particuliers.
La simulation électronique comprend également et c'est un aspect important, la conception de filtres. EXCEM propose une gamme complète de logiciels dédiés à la synthèse et l'analyse de filtres passifs, actifs et numériques. Certains possèdent une interface avec le logiciel Spice (pour la saisie de schémas et l'analyse de Monte-Carlo par exemple). D'autres (conçus par EXCEM) permettent de prendre en compte, pour la synthèse des filtres de lignes d'alimentation, la notion de pire cas.
EXCEM assure la commercialisation et le support technique sur ces produits de simulation. Elle propose également des sessions de formation sur ces produits, et des services d'ingénierie, relatifs entre autres à la simulation et à la modélisation.

EXCEM
Département Produits Informatiques
12, chemin des Hauts de Clairefontaine
78580 MAULE
Tél. : 34 75 13 65
Fax : 34 75 13 66

Cadstar pour Windows

Depuis plusieurs années CADSTAR est une référence sur le marché de la CAO Electronique. Au sein de la famille de produits ZUKEN-REDAC, dont il est le maillon PC, il offre toutes les fonctionnalités nécessaires à la réalisation des schémas électroniques et circuits imprimés.



Cette offre produits ZUKEN-REDAC garantit par ailleurs la pérennité et l'évolution (jusqu'a la station de travail Unix) pour suivre les besoins se présentant à votre entreprise au fil des années.
Exploitant les progrès technologiques dans le domaine du PC, REDAC a toujours offert à sa clientèle des versions performantes et ergonomiques, alliant simplicité d'utilisation et sophistication des automatismes.
Ainsi CADSTAR pour WINDOWS exploite toute la puissance et la convivialité de Windows. Fonctionnant indifféramment sous Windows 3.1 ou Windows NT, CADSTAR gère totalement les fonctions de multi-fenêtrage, multi-tâche, graphisme et périphérie ou «couper-coller». Il comporte en outre une documentation en ligne en Français.
CADSTAR pour WINDOWS comprend en standard :
• une bibliothèque de composants (ANSI et IEEE) associée à un gestionnaire performant
• un outil graphique de création/modification de composants complémentaires
• un éditeur de schématique convivial (hiérarchique, multipage) permettant aussi la sortie de nomenclatures et l'intégration avec la simulation. Les gestions de bus, de groupes, d'attributs de tout type, de nom de broche alphanumérique ou de rétro-annotation sont directement intégrées.
• un éditeur d'implantation très puissant permettant de placer les composants (avec une précision au 100ème de micron et une rotation jusqu'au 10ème de degré), de router les cartes, de permuter les broches ou les portes. Ces fonctions sont possibles automatiquement ou manuellement. La gestion des points de test, des attributs, le contrôle des isolements, la génération des plans d'alimentation et des zones de cuivre totales ou partielles sont directement intégrés. Notons aussi la fonction d'isolement matriciel, très adaptée aux technologies mixtes, analogiques et logiques, permettant de respecter des isolements différents en fonction des familles de signaux. CADSTAR génère les nomenclatures, les formats de sortie pour la fabrication (POSTSCRIPT, GERBER, EXCELLON) et le format DXF pour la liaison avec la CAO mécanique. De plus, il s'appuie sur un format ASCII exhaustif aux normes EDIF.
• un routeur automatique graphique «ROUTE EDITOR», issu de la technologie station de travail. Point fort de CADSTAR pour WINDOWS, le Route Editor laisse graphiquement à l'implanteur, au bout de la souris, le contrôle de l'algorithme en fonction des zones ou des équipotentielles en cours de routage. Selon les options, ce routeur est multi-passes, hors-grille, peut travailler à tout angle, et possède des fonctions de «push-and-shove» interactif, de routage mémoire, de routage bus, de gestion des alimentations et de nettoyage. Des stratégies de routage peuvent aussi être créées en vue d'un traitement de type «batch».
CADSTAR pour WINDOWS se décline commercialement en plusieurs niveaux, différenciés par le nombre maximum de composants dans une carte, permettant à chacun d'utiliser la puissance de cet outil professionnel quelle que soit la complexité de ses études.

Distributeur : SODISTREL
Z.A. de Montvoisin
91400 Gometz-La-Ville
Tél. : 1-60.12.01.54 - Fax : 1-60.12.26.24



CARTE UNIVERSELLE A MC 68 HC 11 A1

Cette réalisation décrit une carte universelle à microcontrôleur MOTOROLA 68HC11A1, un des membres les plus répandus de la famille HC11. Elle comporte une GAL pour le décodage d'adresse permettant l'ajout d'extensions sur le bus sans modifications «hardware» de la carte de base. A titre d'exemple, nous proposons une carte d'extension comportant un afficheur LCD, 2 afficheurs LED 7 segments et un clavier décimal se connectant sur l'interface série synchrone (SPI).

Le choix du microcontrôleur

L'auteur était (et reste...) un adepte des microcontrôleurs de la série HC05 Motorola. Cependant, ayant été confronté à des problèmes d'approvisionnement de ces produits et la puissance de ces micros étant limitée, il devenait nécessaire de passer à un microcontrôleur plus répandu, plus puissant, autorisant pour l'avenir un développement en langage évolué (C ?), mais disposant d'un code et d'une architecture similaires aux HC05 pour éviter une trop grande perte de temps.
De plus, nous préférons un microcontrôleur fonctionnant avec une mémoire programme externe (EPROM) : en effet, avec un micro comportant le programme en interne, il faut soit acquérir un programmateur spécial souvent assez onéreux, soit construire son propre programmateur. Une fois le programmateur dédié réalisé, le chargement du programme oblige à des manipulations répétitives.
Avec un système comportant le programme en EPROM, on peut lors de la mise au point utiliser un émulateur d'EPROM connecté directement à l'ordinateur hôte et sur la carte d'application. Le chargement du programme est alors quasiment instantané, et la mise au point beaucoup plus rapide.
Ces considérations ont naturellement porté notre choix sur la famille HC11.
Les caractéristiques communes à cette famille de microcon trôleurs sont :

- timer 16 bits avec prédiviseur 4 étages (comportant un compteur d'impulsions, 4 sorties synchrones, 3 entrées de capture)
- convertisseur A/D 8 bits, 8 entrées
- des modes de veille et sommeil (économie d'énergie)
- interface SPI série synchrone rapide
- interface SCI série asynchrone (RS232, MIDI etc.)
- 256 octets de RAM (1024 pour le 68 HC 11 F1)
- 2 ports 8 bits ou extension de bus (multiplexé sauf sur le HC11F1)
- 2 lignes d'interruptions en temps réel.

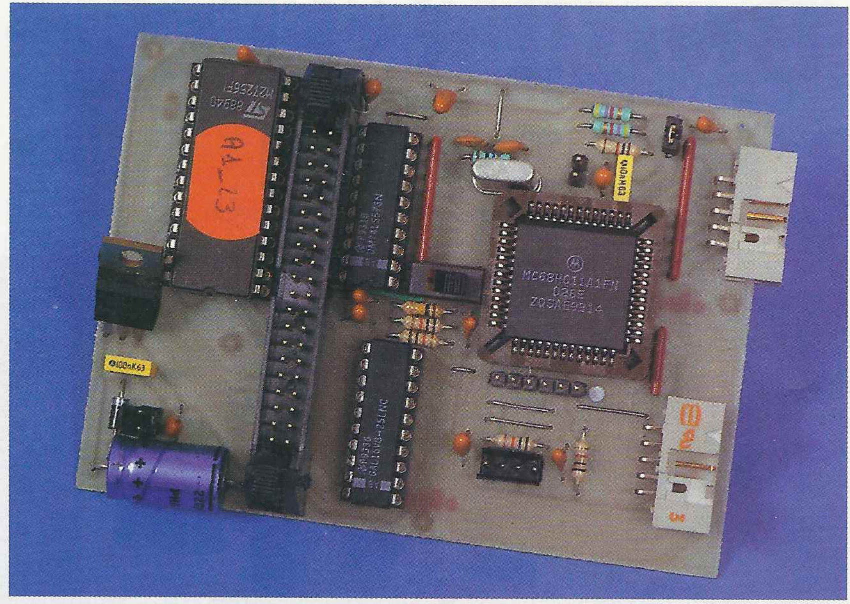
Les seuls microcontrôleurs de cette famille assez répandus pouvant fonctionner avec une mémoire programme externe sont les HC11A0, HC11A1, et HC11F1. Le HC11F1 est certainement le plus évolué (1024 octets de RAM, bus non multiplexé, 4 chip selects programmables...) mais son prix est assez élevé (environ 100 F HT contre moins de 50 F pour le HC11A1) et il est assez peu courant. Le HC11A1 est identique au A0 à la seule différence qu'il comporte 512 octets d'EEPROM (bien pratiques pour stocker des variables de manière non volatile sans avoir recours à une pile ou batterie), il est très courant, et est (ou sera) disponible en seconde source.
Le choix s'est donc orienté sur le HC11A1. Cela dit, vous pourrez le remplacer par un HC11A0 puisqu'ils sont compatibles broche à broche. Vous ne disposerez simplement pas d'EEPROM...

LA STRUCTURE DE LA CARTE

La configuration du processeur

Le HC11A1 est un processeur 8 bits fabriqué en technologie CMOS (basse consommation...) haute vitesse. Il comporte de nombreuses interfaces intégrées très puissantes.
L'architecture globale du HC11A1 est donnée en **figure 1**.
Le micro peut fonctionner suivant 4 modes, sélectionnables pendant le RESET par l'état des lignes MODA et MODB.





Carte universelle.

MODB	MODA	Mode de fonctionnement
1	0	Normal Single Chip
1	1	Normal Expanded
0	0	Special Bootstrap
0	1	Special Test

Modes de fonctionnement.

Seul le mode Normal Expanded nous intéresse (MODA=MODB=1). Cependant il a été prévu un jumper (STEST) sur la carte mettant MODB à 0 pour faire fonctionner le micro en mode Special Test (se référer à la note d'application détaillée pour connaître les possibilité dans ce mode).
La zone de mémoire adressable est de 64 K. Dans le mode Normal Expanded, la répartition des adresses est donnée en **figure 2**. Il est possible de reloger la RAM et les registres ailleurs qu'au début de la zone d'adressage. La seule obligation dans ce mode est de placer les vecteurs de reset et d'interruptions à la fin (entre les adresses $FFC0-$FFFF), et notamment le vecteur de RESET en $FFFE-$FFFF.
Dans ce vecteur on place l'adresse où débute le programme, typiquement au début de la plage d'adressage de l'EPROM contenant le programme (par exemple $C000 si on utilise une EPROM 27128)
Nous ne pouvons ici détailler les divers registres ; sachez cependant qu'ils se répartissent dans les catégories suivantes :
• les registres de port (PORTA, PORTB, etc.) : suivant que le port est configuré en entrée ou en sortie (cf. registre de direction de port), ils permettent d'écrire ou de lire sur le port auquel ils sont affectés
• les registres de direction de port (DDRC, DDRD) : ils permettent de configurer indépendamment chaque bit des ports bidirectionnels en entrée ou en sortie; par exemple si on met le bit 0 de DDRD à 0, le bit 0 du port D sera configuré en entrée; si on met le bit 0 de DDRD à 1, le bit 0 du port D sera configuré en sortie
• les registres de contrôle pour le timer, la SPI, la SCI, le convertisseur A/D : ils permettent de définir les différentes options pour ces interfaces, de les activer, de définir leur vitesse, etc.., et d'activer les interruptions correspondantes
• les registres d'état pour le timer, la SPI, la SCI, le convertisseur A/D : ils permettent de connaître l'état de ces différentes interfaces (overflow, fin de transmission/réception ou conversion, erreur, etc.)
• les registres de données pour le timer, la SPI, la SCI, le convertisseur A/D : ils permettent de lire ou d'écrire les données vers ces interfaces.
Pour plus de détails, consultez la note d'application détaillée du micro, disponible chez votre revendeur ou à défaut chez les distributeurs MOTOROLA.
Le jeu d'instructions de ce processeur est une version améliorée du jeu d'instructions des 6800/6801/6805 etc.. On pourra donc réutiliser du code écrit pour ces micros assez facilement (les noms de quelques mnémoniques ont changé).

L'électronique

Tous les composants de la carte portent des noms significatifs plutôt que de simples numéros, ceci permettant une localisation plus rapide de ceux-ci. Le shéma de la carte est donné en **figure 5**.
Les composants de cette carte universelle se regroupent dans les sous-ensembles suivants :
• les composants de l'oscillateur autour du quartz 8MHz (QZ1, RQ, CQ1, CQ2)
• le circuit de remise à zéro (RRES, CRES), associé au switch SRES permettant la remise à zéro. Ce switch est utile sur la carte d'essai, mais pourra être omis par la suite
• l'octuple verrou CI2 permettant le démultiplexage des 8 premières lignes du bus d'adresses/données ; en effet, pour réduire le nombres de pins du boîtier, les 8 premières lignes du bus d'adresses et les 8 lignes du bus de données sont multiplexées dans le temps sur 8 pins ; pendant la première moitié de chaque cycle de bus, les 8 premières lignes d'adresses sont présentes sur les lignes PC0/A0/D0...PC7/A7/D7 ; durant la seconde moitié du cycle, ces mêmes lignes sont utilisées comme un bus de données bidirectionnel; la ligne ADRESS STROBE commande le verrouillage de CI2
• les diverses résistances ou réseaux de résistances pull-up/down destinées à fixer les niveaux par défaut des lignes suivantes :
- le bus d'adresse (RRDB)
- les lignes MODA et MODB (RMA,

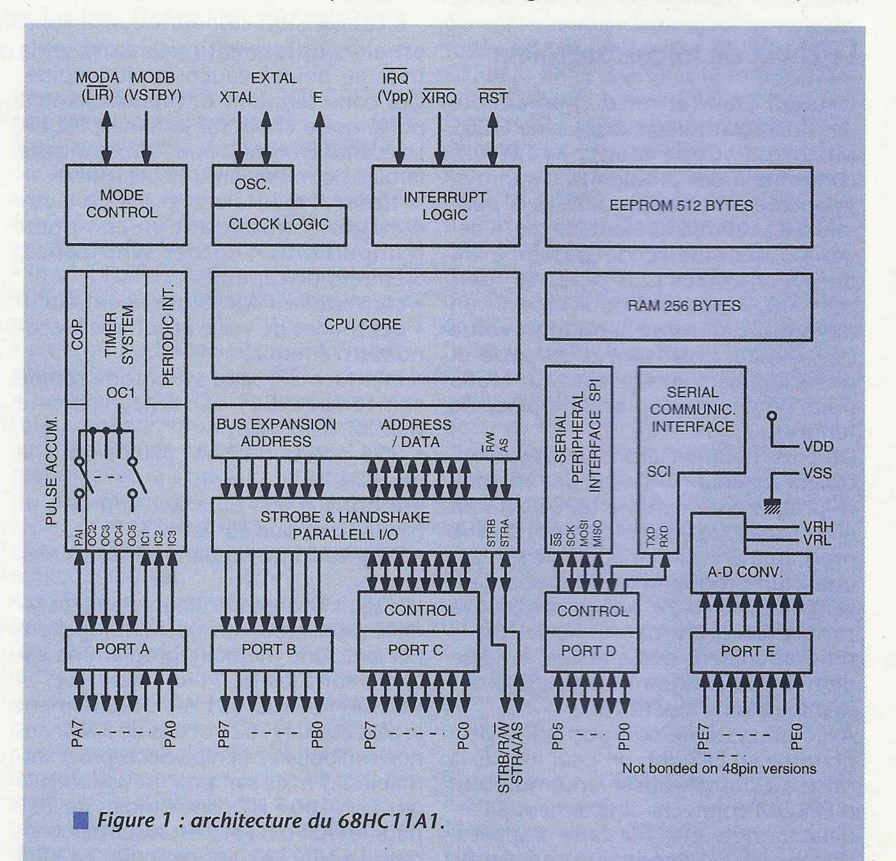
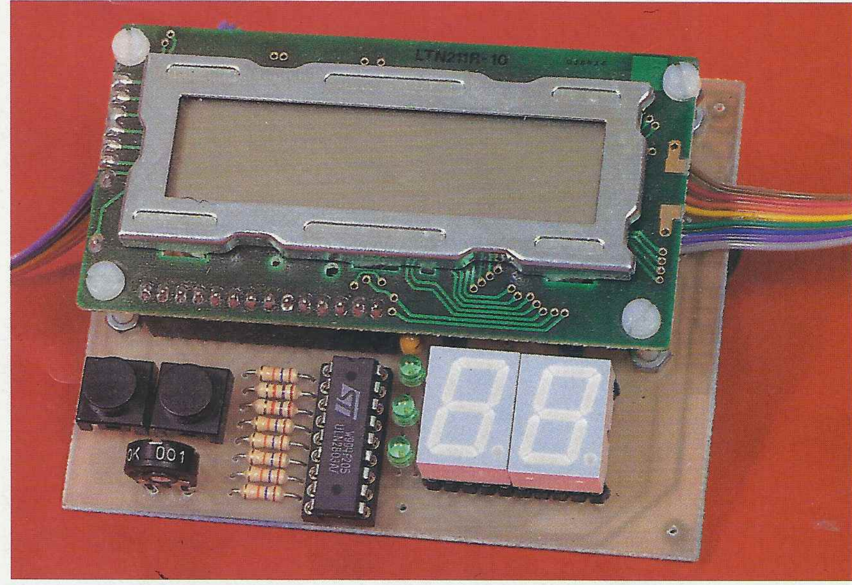


Figure 1 : architecture du 68HC11A1.

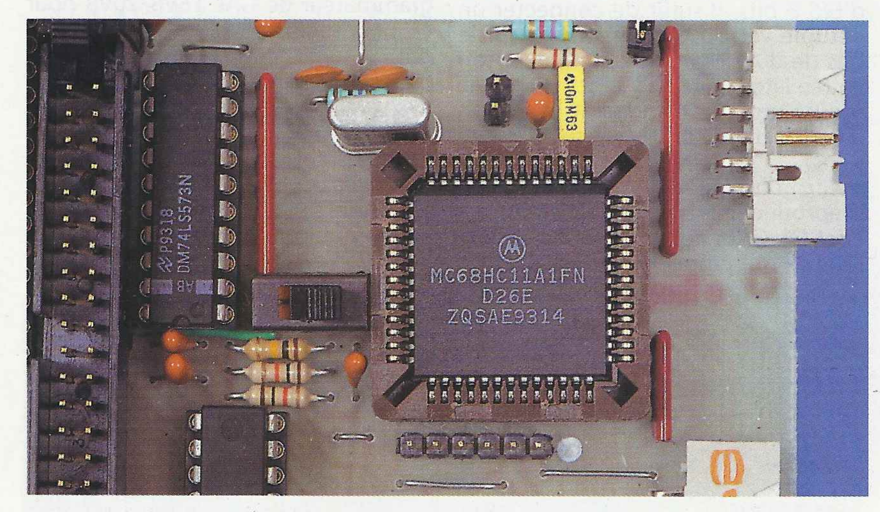
RMB), le jumper ; STST permet la sélection du mode Special Test
- le port A (RRPA, RPA7)
- le port E (RRPE)
- la ligne d'entrée de la SCI (RMIN)
• le circuit de filtrage de la tension de référence du convertisseur A/D (RALCAN, CD_AN)
• le circuit d'alimentation (D1 diode de protection d'inversion de polarité, REG1 classique régulateur 5V)
• les divers condensateurs de découplage placés à proximité des circuits correspondant (leurs noms commencent tous par CDxx)
• le circuit de décodage d'adresse, confié à une GAL 16V8 (voir détails plus loin)
• les divers connecteurs d'extensions, sur lesquels sont systématiquement ramenés les lignes d'alimentation (VCC sur pin 1, GND sur pin 2) ; de ce fait, si des circuits d'adaptation s'avèrent nécessaires (triggers, opto-coupleurs, buffers ou autre), on pourra les alimenter directement par le connecteur du port qu'ils interfacent.

Quelques remarques :

• le jumper SWAN sert à connecter le point commun du réseau de résistances pull-down RRPE à la masse dans le cas où le port E est utilisé comme port d'entrées tout ou rien. Dans le cas où le port E est utilisé comme port d'entrées analogiques, on ne mettra pas en place ce jumper, ou on ne câblera pas RRPE
• la résistance R0CPE est en fait un strap qui peut être mis en place pour disposer de VCC sur le connecteur CONPE à la place de PE7 ; en effet, sur la broche 1de CONPE, on dispose de la tension de référence du convertisseur A/D, et non de VCC
• les composants RVMOUT, RMOUT, et CDSCI dépendent de l'utilisation de la SCI : l'auteur étant musicien (tout le monde a ses défauts), il a prévu de pouvoir utiliser directement la SCI comme une interface MIDI (Musical Instrument Digital Interface).
Dans ce cas, on choisira RMOUT= RVMOUT=220Ω, et CDSCI sera omis ; pour pouvoir utiliser l'entrée SCI sans opto-coupleur (attention aux mauvaises manips, elles peuvent être désastreuses pour votre synthé), il faudra relier la masse de la prise MIDI (broche 3 sur la DIN 5 broches) à la masse du montage . Si on utilise la SCI avec la



■ *Carte affichage-clavier.*

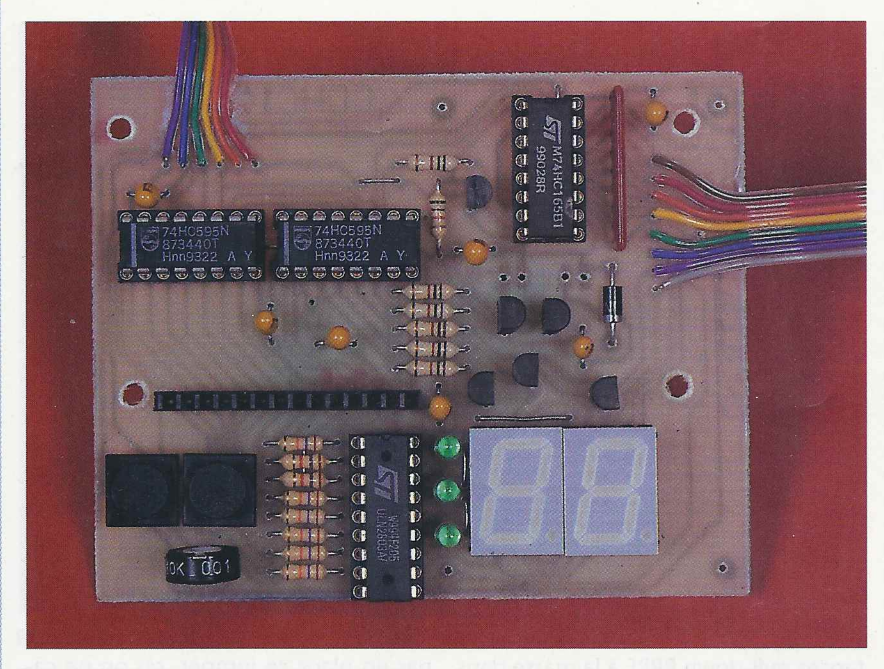


Adresse Hexa	A15-A12 A11-A8 A7-A4 A3-A0	CONTENU	
$0000-$00FF	%0000 0000 0000 0000	256 OCTETS RAM	
$0100	%0000 0001 0000 0000		
$1000-$103F	%0001 0000 0000 0000	64 REGISTERS	- PORTS
$1040	%0001 0000 0100 0000		- REGISTRES DE DIRECTION DES PORTS
$2000	%0010 0000 0000 0000		- REGISTRES DATA/CONTROL TIMER
$3000	%0011 0000 0000 0000		- REGISTRES DATA/CONTROL SPI
$4000	%0100 0000 0000 0000		- REGISTRES DATA/CONTROL SCI
$5000	%0101 0000 0000 0000		- REGISTRES DATA/CONTROL CONV. A/D
$6000	%0110 0000 0000 0000		- REGISTRES DE CONFIGURATION DIVERS
$7000	%0111 0000 0000 0000		
$8000	%1000 0000 0000 0000		
$9000	%1001 0000 0000 0000		
$A000	%1010 0000 0000 0000		
$B000-$B7FF	%1011 0000 0000 0000	512 OCTETS EEPROM	
$B800	%1011 1000 0000 0000		
$C000	%1100 0000 0000 0000	EPROM PROGRAMME	- ITs SCI
$D000	%1101 0000 0000 0000	EPROM PROGRAMME	- IT SPI
$E000	%1110 0000 0000 0000	EPROM PROGRAMME	- ITs TIMER
$F000	%1111 0000 0000 0000	EPROM PROGRAMME	- ITs EXTERIEURES
$FFC0	%1111 1111 1100 0000	VECTEURS IT & RESET	- RESET ($FFFE, $FFFF)

les zones grisées correspondent aux plages mémoire utilisées.

■ *Figure2 : Mapping mémoire 68HC11A1 avec EPROM programme 27128 (16Ko).*





petite platine d'interface RS232 décrite plus loin dans ces pages pour la connexion à un PC par exemple, on choisira RMOUT=RVMOUT=0 (ou strap), et CDSCI=1µF.
• la ligne A14 de l'EPROM peut être reliée par un strap soit à la ligne A14 du bus d'adresse (utilisation d'une 27256 dans sa totalité), ou à VCC (utilisation d'une 2764, 27128, ou seulement de la moitié supérieure d'une 27256, cas de la maquette)

Le décodage d'adresses

Celui-ci a été confié à une GAL 16V8. Cette solution peut paraître assez complexe, alors que deux portes NAND auraient suffi pour effectuer le décodage d'adresses d'une EPROM 2764, suffisante dans bien des cas (un programme de 8K en assembleur commence à être «musclé») ; elle présente pourtant de nombreux avantages:
• il est possible de changer la taille de l'EPROM programme en fonction des besoins sans aucune modification hardware (si ce n'est le déplacement du strap de la ligne A14) ; il suffit de changer le domaine d'adressage de celle-ci dans la GAL.
• dans le cas de l'utilisation d'une 27256, on s'aperçoit que les domaines d'adressage de celle-ci et de l'EEPROM interne se recouvrent. Pour palier ce défaut, il suffit d'activer l'adressage de la 27256 à partir de $B800 (on «perd» de ce fait les 512 premiers octets de l'EPROM, ce qui est négligeable comparé aux 15,5 Koctets que l'on «gagne» par rapport à une 27128). Avec de la logique discrète il faudrait un certain nombre de portes, alors qu'ils suffit d'écrire une équation pour la GAL.
• il reste 7 chip selects disponibles qui sont ramenés sur le connecteur d'extension de bus ; pour connecter d'autres circuits sur le bus, il n'est pas nécessaire de concevoir de décodage d'adresses (sauf pour des cas particuliers) ; il suffit de se servir d'un chip select disponible et d'écrire une équation pour la GAL ; ainsi une carte RAM additionnelle (qui risque de s'avérer vite indispensable vu le faible nombre d'octets interne au HC11A1) ne comporterait...qu'un circuit : la RAM ! De la même façon,pour rajouter un port d'E/S 8 bits, il suffit de connecter un octuple verrou type 74HC573 sur le bus de données, et de connecter son entrée latch à un chip select de la GAL (nous aurons certainement l'occasion dans l'avenir de publier de telles extensions)
• le fait d'avoir une GAL assure la quasi irreproductibilité de l'application ; en effet les GALs comportent un fusible interne qui empêche toute relecture de leur contenu, donc toute duplication ; il devient donc impossible à un contrefacteur de «pomper» le montage (l'EPROM peut bien entendu être reproduite sans aucun problème par tout possesseur d'un programmateur...)
• pour ceux qui ne connaissent pas ce type de circuit programmable, c'est l'occasion rêvée de s'y essayer : dans un premier temps, il n'y a qu'une seule équation simple à écrire ; on pourra faire toute sorte d'essais, sans aucun risque, si ce n'est de voir le montage ne pas fonctionner; avouez que comparée à de la logique discrète, la facilité d'expérimentation est décuplée !
Le fichier d'équations de la GAL est donné en **figure 3**, et le fichier JEDEC correspondant en **figure 4**.
Pour ceux que la programmation des GAL rebute, signalons les points suivants :
• un compilateur simple, OPAL Junior, est disponible auprès de National Semiconductor pour environ 100 F TTC (celui-ci permet de transformer les équations en fichier JEDEC et inversement)
• vous pouvez vous construire un programmateur de GAL 16V8/20V8 pour PC pour moins de 500 F, logiciel compris.

La réalisation

Celle-ci n'appelle pas de commentaires particuliers. Le circuit imprimé simple face est donné en **figure 6**, l'implantation des composants en **figure 7**. Veillez à mettre en place les

```
DECODAGE D'ADRESSE POUR CARTE HC11A1_2 AVEC EPROM 27128/256

CHIP hex_7seg gal16v8a

E  RWB A8  A9  A10 A11 A12 A13 A14  gnd
A15 CS0 CS1 CS2 CS3 CS4 CS5 CS6 CSEP vcc

EQUATIONS

/CSEP = A15*A14*E*RWB
```

Figure 3 : fichier équations de la GAL.

```
GAL16V8A
EQN2JED - Boolean Equations to JEDEC file assembler (Version V003)
Copyright (R) National Semiconductor Corporation 1990,1991
Assembled from "HC11A1_2.eqn". Date: 4-12-94
DECODAGE D'ADRESSE POUR CARTE HC11A1_2 AVEC EPROM 27128/256
*
QF2194*QP20*F0*
L0000
01011111111111111111111111110101*
L2048
00000000*
L2056
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000*
L2120
00000000*
L2128
1000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000*
L2192
10*
C03A9*
0000
```

Figure 4 : fichier Jedec.



REMARQUES IMPORTANTES:
SUR LA PLATINE HC11A1_2.BRD, LES DEUX CONNECTEURS CON_AD et CON_A8F_CS SONT CONCATENNES EN UN CONNECTEUR HE10 40 pts:
CON_AD CORRESPOND AUX 20 PREMIERES PINS
CON_A8F_CS CORRESPOND AUX 20 DERNIERES

A14/PGM sur l'EPROM peut-être relié soit à A14 du Bus (27256) , soit àVCC par un strap (Utilisation d'une 27128 OU 2764)

R0CPE est en fait un strap optionnel qui permet d'avoir VCC sur la p.3 de CONPE (Alimentation de circuits exterieurs)

LES CAPAS DE DECOUPLAGE SONT PLACEES A PROXIMITE DES CIRCUITS CORRESPONDANTS

CARTE D'INTERFACE SCI -> RS232

Figure 5 : schéma de la carte universelle et l'interface RS232 (en encadré).

straps en premier (attention à celui situé entre les pattes 1 et 28 de l'EPROM : il peut prendre deux places différentes suivant l'EPROM choisie ; voir texte plus haut) ; pensez aussi à percer 2 ou 4 trous Ø 3mm dans le circuit imprimé sous le support PLCC 52 broches: ils permettent d'extraire facilement le microcontrôleur de son support à l'aide d'un petit tournevis ; dans le cas contraire, à moins de disposer d'un outil spécial, vous aurez de grandes chances de détruire ledit support, qu'il vous faudra ensuite dessouder (52 broches à la pompe, bon courage!). L'utilisation de supports est bien entendu vivement conseillée pour tous les circuits intégrés, surtout pour l'EPROM et la GAL. On veillera au sens des condensateurs polarisés (les horizontaux ont tous le + à gauche, les verticaux le + en haut), et des circuits intégrés (ils ont tous la pin 1 vers le bas sauf le microcontrôleur). RRPA pourra être un réseau 8 vers 1 coupé, ou 3 résistances montées verticalement. Les connecteurs CON_SPI et CONMID seront du type HE14 respectivement 6 et 4 points, ou a défaut des morceaux de barrette sécables à picots (attention au sens de branchement dans ce cas). Si on connecte beaucoup d'interfaces à la carte, ou si on alimente l'émulateur



d'EPROM par le support de la carte, on équipera le régulateur d'un radiateur. L'alimentation pourra se faire par un bloc secteur universel 500mA minimum en position 9V DC.
Cette carte n'a pas été prévue pour un boîtier spécial: sachez qu'elle peut prendre place dans un RETEX RB 552, ou PACTEC 7B, ou TEKO TENCLOS; tout dépendra de l'application réalisée et des autres circuits que l'on aura à loger dans le coffret.

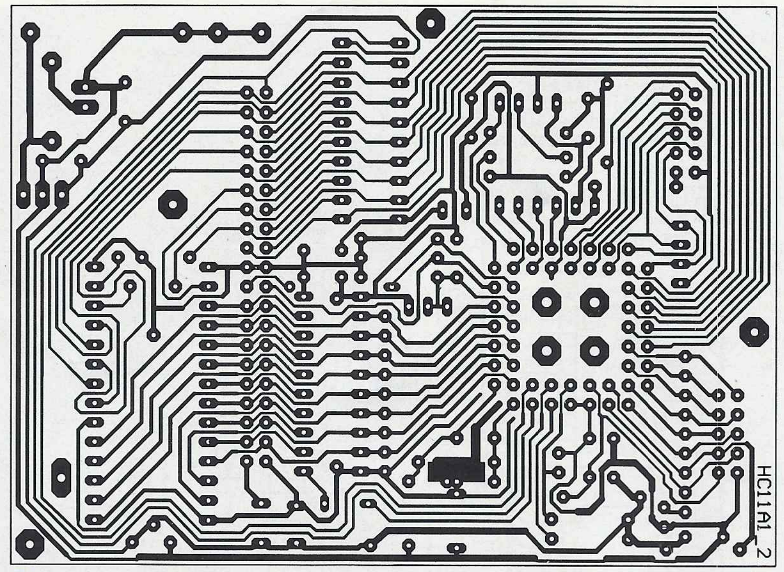


Figure 6 : CI carte universelle.

La carte interface RS232

Cette petite carte a été conçue pour interfacer directement la carte universelle à un compatible PC via une liaison série type RS 232. Elle comporte un classique MAX 232, les quatre condensateurs de 0,1µF qui lui sont associés, un condensateur de découplage, un connecteur DB9 mâle pour CI (qui servira de fixation de la carte sur le boîtier), et le connecteur HE14 4 points assurant la liaison vers la carte universelle. Son schéma est donné avec la **figure 5**. Dans le cas de son utilisation, on veillera à mettre en place les straps à la place de RMOUT et RVMOUT, et la capa de 1µF CDSCI sur la carte principale. (c'est le cas sur la maquette de la photo).
Avec un quartz de 8MHz, la vitesse de transmission la plus élevée compatible avec un PC est 9600 Bauds. Pour pouvoir travailler à 19200 Bauds, il faudra choisir un quartz de 4,9152 MHz. Le protocole de communication choisi sera: 8 bits de données, 1 bit stop, pas de contrôle de flux.
Le circuit imprimé de cette petite platine est donné en **figure 8**, son implantation en **figure 9**. Le circuit MAX 232 sera monté sur support (vu son prix relativement élevé, il serait quand même dommage de le détruire par une surchauffe à la soudure !)

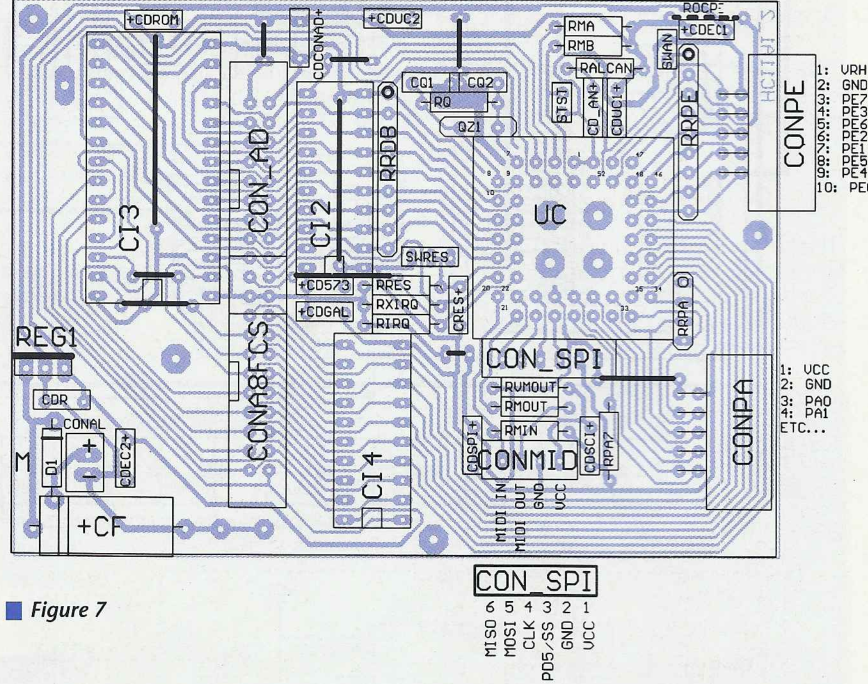


Figure 7

La carte satellite

Contrairement à ce que l'on aurait pu imaginer suite à l'énoncé des avantages d'une GAL dans les extensions de bus, la carte satellite n'est pas connectée sur ledit bus mais à la SPI (Serial Peripheral Interface). En fait nous voulions à l'origine connecter cette carte sur le bus, mais les mérites du bus I2C, ajouté à la complexité de routage d'une telle carte nous ont fait réfléchir. En effet, jaloux de ne pouvoir connecter simplement de périphériques I2C à un micro MOTOROLA, nous nous devions de trouver une solution aussi simple et puissante. De plus, cette carte ne gérant que des afficheurs et un clavier, la rapidité de transfert n'était absolument pas critique ; le seul objectif était de concevoir une carte compacte, si possible simple face (coût...) et reliée à la carte universelle par le moins de fils possible. L'examen des chronogrammes de transfert de la SPI (cf. **figure 10**) ainsi que des Data Sheets (excuse me Mister All Good) des circuits logiques de la famille 74HC..., laisse apparaître que l'on peut connecter pratiquement directement des registres à décalage classiques à la SPI. De plus, les circuits logiques choisis sont d'une plus grande disponibilité et d'un prix beaucoup plus abordable que les circuits I2C type PCF8574.

Le principe

La SPI du HC11 en mode maître dispose de 4 lignes : une ligne de sortie de données (MOSI), une d'entrée (MISO), l'horloge (SCK) et une ligne (SS) que l'on peut commander indépendamment (comme un port). La sortie et l'acquisition de données se font en même temps. La ligne SS servira à latcher les registres à décalage.
Pour les registres de sortie, on a choisi des 74HC595. En effet il est possible sur ce composant de latcher les sorties pendant le décalage du registre interne. Si on avait choisi le plus classique 74HC164, les sorties auraient pris des valeurs «aléatoires» pendant le transfert, ce qui peut être (très) gênant.

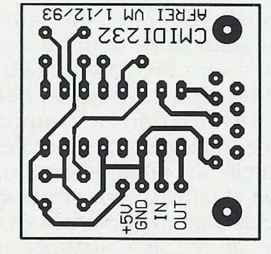


Figure 8 : CI carte RS232.

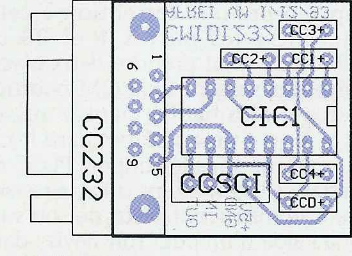
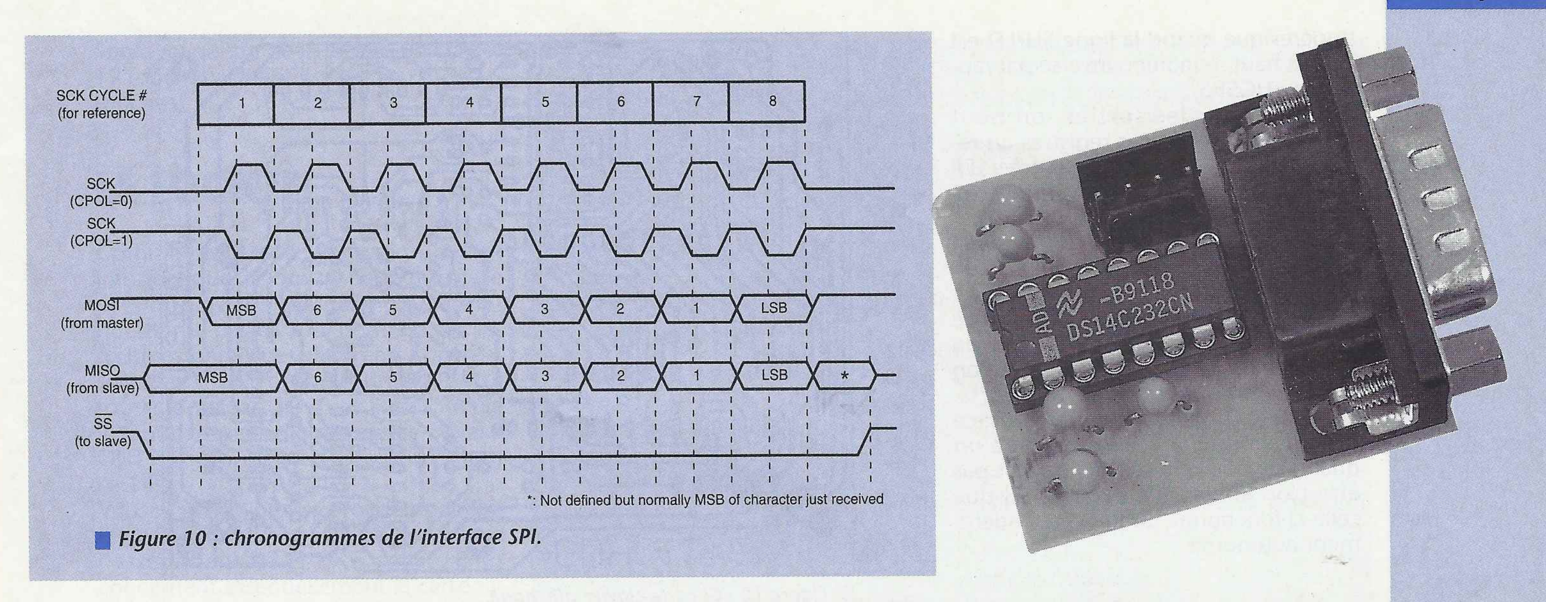


Figure 9



■ *Figure 10 : chronogrammes de l'interface SPI.*

■ *Figure 11 : shéma de la carte clavier-affichage.*

Pour envoyer un octet vers le 595, il suffit de mettre son entrée latch RCLK à l'état bas, d'effectuer le transfert par la SPI, et une fois celui-ci terminé, de remettre RCLK à l'état haut ce qui a pour effet de transférer les sorties du registres à décalage interne vers les sorties physiques. On peut bien entendu mettre plusieurs registres en cascade (c'est ce qui a été fait dans la carte proposée). Dans ce cas, il faut dans le soft, mettre à 0 RCLK avant le premier transfert, transférer l'octet correspondant au dernier registre de la chaîne en premier, etc..., puis mettre RCLK à 1 à la fin du transfert du dernier octet (qui correspond au premier registre de la chaîne).

Les entrées ont été confiées à un 74HC165. Son câblage est classique; il a simplement fallu inverser la ligne SS à l'aide du transistor T1 et des deux résistances associées. En effet, les entrées sont latchées et le décalage ne peut



s'opérer que quand la ligne SH/LD est à l'état haut, condition inverse par rapport au HC595.
Comme pour les sorties, on peut mettre en cascade ces registres en reliant la sortie H de l'un à l'entrée SER du suivant. Le schéma complet de cette carte est donné en **figure 11.**
Le seul inconvénient de ce système par rapport à des entrées/sorties sur un bus I2C est qu'il faut toujours effectuer autant de transferts que le nombre maximal de circuits d'entrée/sortie du montage, et ce à chaque fois que l'on veut lire ou écrire sur un des ports. Mais vu la rapidité de cette interface (de 62 kbauds à 1MBauds avec un quartz de 8 MHz), cela ne devrait pas être trop limitatif, d'autant plus que celle-ci fonctionne de manière entièrement autonome.

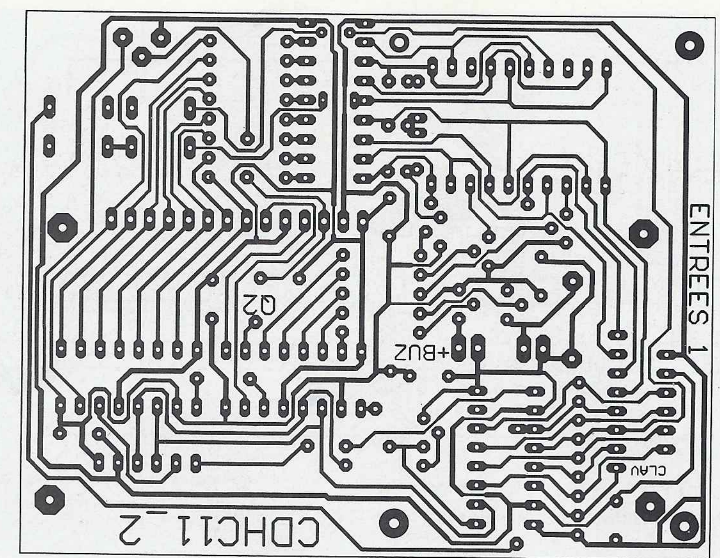


Figure 12 : CI carte clavier-affichage.

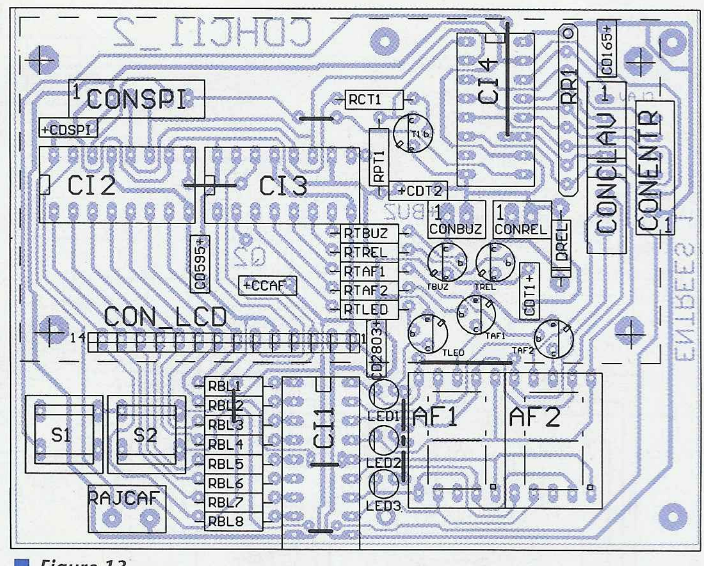


Figure 13

LA CARTE PROPOSÉE

Le satellite de commande proposé gère les sous-systèmes suivants :
• un afficheur LCD 2 lignes 16 caractères, type LTN 211 Philips ou équivalent
• 2 afficheurs LED 7 segments et 3 LED multiplexés ensemble
• 1 clavier numérique 12 ou 16 touches
• 2 micro-switches additionnels
• 2 sorties bufferisées par transistors (commande de buzzer, relais etc..)
• 1 sortie TOR additionnelle
• 4 ou 5 (suivant type de clavier numérique utilisé) entrées TOR additionnelles
Cette carte comporte :
• 2 registres à décalage entrée série/ sorties parallèles 74HC(T)595 (CI2, CI3) destinés aux sorties (données, et lignes de contrôle)
• 1 registre entrée parallèle/ sortie série 74HC(T)165 (CI4) destiné aux entrées
• 1 réseau 8 transistors NPN ULN2803 (CI1) destiné à bufferiser les sorties pilotant les cathodes des afficheurs à LED, associé aux résistances de commande RB1...RBL8.
• 5 transistors PNP BC327 (ou eq.) destinés à bufferiser les anodes communes des afficheurs (TAF1, TAF2, TLED) et les sorties TOR pour relais et/ou buzzer (TBUZ, TREL), associés à leurs résistances de commande (RTxxx) et la diode protection contre l'effet selfique du relais DREL
• 2 afficheurs LED 7 segments anodes communes haut rendement (multiplexage...) type HDSP 5501, 5601, 5701 etc.(AF1, AF2)
• 3 LED vertes ou rouges haut rendement (LED1...LED3)
• l'afficheur LCD LTN 221 ou eq. (AFF_LCD) ; ce type d'afficheur a déjà été décrit dans ces colonnes ; il comporte sa propre logique de décodage et de multiplexage, ce qui le rend assez facile à exploiter
• une résistance ajustable 10 kΩ pour le réglage de contraste du LCD (RAJCAF)
• le transistor T1 inversant l'entrée SH/LD du 74HC165 associé aux résistances RCT1 et RPT1
• le réseau de résistances pull-up RR1, destiné à fixer le niveau par défaut des entrées à l'état haut (les entrées de scrutation du clavier sont reliées aux sorties de CI1 qui sont actives à l'état bas...)
• le connecteur CONSPI qui assure la liaison vers la carte universelle
• le connecteur CONCLAV destiné à la liaison vers le clavier numérique; dans le cas de l'utilisation d'un clavier 12 touches, sa broche n°1 (vers le haut) sera inutilisée
• le connecteur CONENTR regroupant les 4 entrées TOR et les lignes d'alimentation
• divers condensateurs de découplage (CDxx)
Un point important à signaler : l'ordre des sorties de CI2 a été inversé par rapport à l'ordre des données d'entrée de l'afficheur LCD, ce pour permettre un routage simple face de la carte. En effet, on a préféré rajouter une petite routine dans le soft inversant l'ordre des sorties plutôt que de compliquer la carte satellite.

Passons aux soudures

Le circuit imprimé de la carte est donné en **figure 12**, et l'implantation en **figure 13**.

Lors du câblage, on veillera à la mise en place des 9 straps; concernant ceux placés sous CI1, on percera leurs trous à 0,5mm et on utilisera du fil fin ; attention de ne pas oublier le strap placé sous RBL1, 2, 3, et d'utiliser du fil isolé (cuivre de transfo par exemple) afin qu'il ne rentre pas en contact avec les résistances même en cas d'échauffement de celles-ci.
Pour le câblage de l'afficheur LCD, on implantera 14 points de barrette sécable femelle sur le circuit imprimé, et on soudera 14 points de barrette sécable mâle sur l'afficheur ; ainsi, celui-ci sera démontable sans soudure. On pourra le fixer à l'aide de vis et écrous à travers la carte et sur le boîtier (ses trous de fixation sont prévus sur la carte).
Les afficheurs à LED seront montés sur support (barrette tulipe) afin d'être rehaussés par rapport à l'afficheur LCD De la même façon, on pourra rehausser les 2 micro-switches de type KSA.
Pour gagner de la place en hauteur, on n'utilisera pas de connecteurs droits pour les liaisons au clavier numérique et à la carte universelle : soit on soudera les nappes directement, éventuellement côté soudures, soit on se procurera des connecteurs ou de la barrette sécable SIL coudés.

Sur la maquette de la photo, un clavier 12 touches a été utilisé (au lieu d'un 16 touches).

LE LOGICIEL

Comme dans toute réalisation micro-informatique, le logiciel tient une place prépondérante. Même si cette maquette n'a pas de fonction précise, les routines gérant les différents sous-ensembles sont trop longues pour être toutes publiées dans ces lignes. Seule la routine essentielle de premier niveau OUTSPI échappe à cette règle (cf. **figure 14**).
Vous pourrez vous les procurer par l'intermédiaire du 3615 ERP, ainsi que l'assembleur AS11.EXE utilisé. Elles concernent essentiellement la carte satellite reliée à la SPI, et sont intégrées dans un programme de démonstration qui réalise les actions suivantes :
- affiche le message «SALUT A TOUS» à l'initialisation sur la première ligne de l'afficheur LCD
- affiche les caractères tapés au clavier sur la deuxième ligne de l'afficheur LCD
- affiche «00» sur les afficheurs à LED ; ce nombre s'incrémente ou se décrémente lorsqu'on presse les deux switches situés sous l'afficheur LCD S1 et S2. (il s'affiche en décimal)
- allume une des LED lorsqu'on presse un de ces mêmes switches
- envoie le nombre binaire correspondant au nombre affiché sur la sortie SCI/RS232 (test de la carte interface)
Ces routines sont les suivantes :

Routines de premier niveau :

- OUTSPI : écrit et lit de façon transparente sur les «ports parallèle-série» PORSO1, PORSO2 (sorties) et PORSI1 (entrée) de la carte satellite ; cette routine intègre l'inversion d'ordre des bits de données des sorties de CI2
- RMIDI : envoi d'un octet sur la SCI (MIDI ou RS232)
- AFFNO : affiche un nombre en décimal sur les afficheurs à LED (obligation d'implanter pour ce faire la routine d'interruption Timer Output Compare 5 qui gère le multiplexage)

Routines de deuxième niveau :

- INITAF : initialisation de l'afficheur et des ports de sortie
- WCARAF : écriture d'un caractère sur l'afficheur LCD
- WADAF : envoi d'une adresse (position curseur) vers l'afficheur LCD
- LITCLAV : lecture du clavier ; renvoie le code ASCII de la touche enfoncée, ou $FF si aucune touche n'est enfoncée.

Routines de troisième niveau :

WCCARAF: envoi d'une chaîne de caractères complète vers l'afficheur LCD (il suffit de passer l'adresse de début de la chaîne par le registre d'index X, et de terminer la chaîne par le caractère ~ qui ne sera pas affiché)

```
* ROUTINE DE D'ENVOI DE DEUX OCTETS PAR LA SPI ET RECEPTION D'UN OCTET
*
* NOTES:- Y reste constant $1000
*        - les ports de sorties sont PORSO1 (CI2, donnes) et
*          PORSO2 (CI3, commandes)
*        - le port d'entre est PORSI1
*
*
OUTSPI PSHX      * stocke X (qui sert pour le calcul du miroir)
       BCLR      PORTD,Y #MB5   * met PD5 0 latche entre et sortie registres
       LDAA      PORSO2  * port srie OUT n° 2
       STAA      SPDR,Y
*
* prcalcule POROS1 miroir cause de l'inversion de l'ordre sur la carte
*
       LDAB      PORSO1
       ANDB      #$0       * effectue mirroir d'une moiti d'octet (symetrie /milieu)
       LDX       #TABMIR
       ABX
       LDAB      00,X      * va chercher mirroir ds TABMIR
       LSLB      * d'abord sur les 4 bits LSB
       LSLB
       LSLB
       LSLB
       PSHB
       LDAB      PORSO1  * puis sur les 4 bits MSB
       LSRB
       LSRB
       LSRB
       LSRB
       LDX       #TABMIR
       ABX
       LDAB      00,X      *
       PULA                * stockage dans la pile
       ABA
       PSHA
*
ATE2O  BRCLR     SPSR,Y #MB7 ATE2O     * attend fin transmission prec.
       LDAA      SPDR,Y  * rcup
re valeur entre
       STAA      PORSI1  * et actualise port srie IN n° 1
       PULA      * reprend mirroir de PORSO1 stock ds la pile
       STAA      SPDR,Y  * l'envoie sur la SPI
ATEF2O BRCLR     SPSR,Y #MB7 ATEF2O * attend fin transmission pour reset PD5
       BSET      PORTD,Y #MB5   * met PD5 1 (delatche sorties registres)
       PULX      * destacke X
       RTS
*
* TABLEAU "MIRROIR" sur 4 bits
*
TABMIR FCB       %00000000
       FCB       %00001000
       FCB       %00000100
       FCB       %00001100
       FCB       %00000010
       FCB       %00001010
       FCB       %00000110
       FCB       %00001110
       FCB       %00000001
       FCB       %00001001
       FCB       %00000101
       FCB       %00001101
       FCB       %00000011
       FCB       %00001011
       FCB       %00000111
       FCB       %00001111
```

Figure 14 : routine OUT SPI.

Routines d'interruption timer output compare 5 :

Cette routine effectue le multiplexage des 2 afficheurs à LED et des 3 LED et affiche le contenu des 3 cases mémoires ETALED, ETAFF1 et ETAFF2 sur les LED et afficheurs.
Si vous ne voulez ou ne pouvez pas vous procurer ces routines, veillez à respecter les points fondamentaux suivants lors de la programmation :
- toujours placer l'adresse de début de programme (généralement adresse de départ de l'EPROM) en $FFFE-FF
- initialiser le pointeur de pile à $FF (en l'absence de RAM externe) en début de programme (en cas contraire,



aucun appel de subroutine et aucune interruption ne fonctionne)
- initialiser les registres de direction de port
- initialiser le registres de transmission de la SCI et de la SPI (activation, vitesse, etc..)
- accéder toujours aux registres en adressage indexé: en effet les instructions de test de bit (BSET, BRSET, etc...) ne supportent pas d'adressage étendu (uniquement direct ou indexé) et les registres sont dans la zone de mémoire étendue ; de plus si un jour vous les «remapper», vous n'aurez qu'à changer la valeur de X.

Et comme toujours en programmation, structurez au maximum vos programmes, utilisez la pile et...commentez-les !

Écrivez un fichier (que vous mettez à jour à chaque modification) dans lequel sont décrites toutes vos routines classées par couche logicielle : ce qu'elles font, comment leur sont passés les paramètres, les registres et les cases mémoires qu'elles modifient et quelles routines de plus bas niveau elles appellent.

Vous gagnerez à la fois en fiabilité et en temps lorsque vous reprendrez un programme longtemps après l'avoir écrit.

Conclusion

Espérons que cette carte universelle vous donnera l'envie de vous essayer à la fois à la famille HC11 mais aussi aux GAL. Elle vous permettra de vous concentrer sur la programmation, en vous épargnant un développement hardware plus ou moins hasardeux, tout en vous assurant des possibilités d'évolution pratiquement illimitées, sans refonte du matériel, et donc de toutes les parties fondamentales de vos programmes.

Nous aurons d'ailleurs certainement l'occasion de publier des extensions pour ce système, et notamment une carte RAM additionnelle s'avérant vite nécessaire dès que les programmes se compliquent un tant soit peu, ainsi qu'une carte d'entrées-sorties TOR additionnelle.

En attendant bon courage !

V. MAURY.

Bibliographie :

- MOTOROLA : MICROPROCESSOR, MICROCONTROLLER AND PERIPHERAL DATA, VOL II
- MOTOROLA : M68HC11 REFERENCE MANUAL
- MOTOROLA : MC68HC11A8 TECHNICAL DATA
- PHILIPS : LCD01, LIQUID CRYSTAL DISPLAYS AND DRIVER ICs FOR LCD
- AMD : PAL DEVICE DATA BOOK.

NOMENCLATURE

CARTE UNIVERSELLE 68HC11A1

Résistances :

RPA7,RIRQ,RMIN,RXIRQ : 10 kΩ
RMA,RMB : 4,7 kΩ
RMOUT*,RVMOUT* : 220 Ω
RQ : 10 MΩ
RRDB,RRPE : Réseau SIL 8 x 10 kΩ
RRES : 100 kΩ
RRPA : Réseau SIL 3 x 10kΩ
RalCAN : 1 kΩ

Condensateurs :

CDEC1,CDUC1,CDEC2,CD573, CDCON_AD,CDGAL,CDROM,CDSCI*, CDSPI,CD_AN,CRES : 1µF tantale 35V
CF : 100µF chimique axial
CDR : 100nF
CDUC2 : 10nF
CQ1,CQ2 : 18pF

Semiconducteurs :

D1 : 4001
REG1 : LM7805
CI2 : 74HC573
CI3 : 27C64 à 27C256
CI4 : GAL16V8
CI1,UC : 68HC11A1

Divers :

CONA8FCS+CON_AD : HE10 2x 20 points droit
CONPA,CONPE : HE10 2x5 points droit ou coudé
CONAI : HE14 2 points droit mâle pour CI
CONMID/RS232 : HE14 4 points droit mâle pour CI
CON_SPI : HE14 6 points droit mâle pour CI, ou barette sécable avec gaine thermorétractable
QZ1 : Quartz 8MHz
STST,SWAN : 2 points de barrette sécable mâle + JUMPER 2 contacts femelle
SW_RES : Inter uni ou bipolaire miniature
2 : Supports tulipe 20 broches
1 : Support tulipe 28 broches
1 : Support PLCC 52 broches

CARTE INTERFACE SCI/RS232

Condensateurs :

CC1,CC2,CC3,CC4,CCD : 0,1µF

Semiconducteurs :

CI1 : MAX232

Divers :

CC232 : DB9 MALE CI
CCSCI : HE14 4 points droit mâle pour CI

CARTE SATELLITE

Résistances :

RPT1,RAJCAF : 10 kΩ
RBL1,RBL2,RBL3,RBL4,RBL5,RBL6, RBL7,RBL8 : 27 kΩ
RCT1,RTAF1,RTAF2,RTBUZ,RTLED, RTREL : 1 kΩ
RR1 : Réseau SIL 8 x 10 kΩ

Condensateurs :

CDT1,CDT2,CD165,CD595,CD2803, CCAF,CDSPI : 1µF

Semiconducteurs :

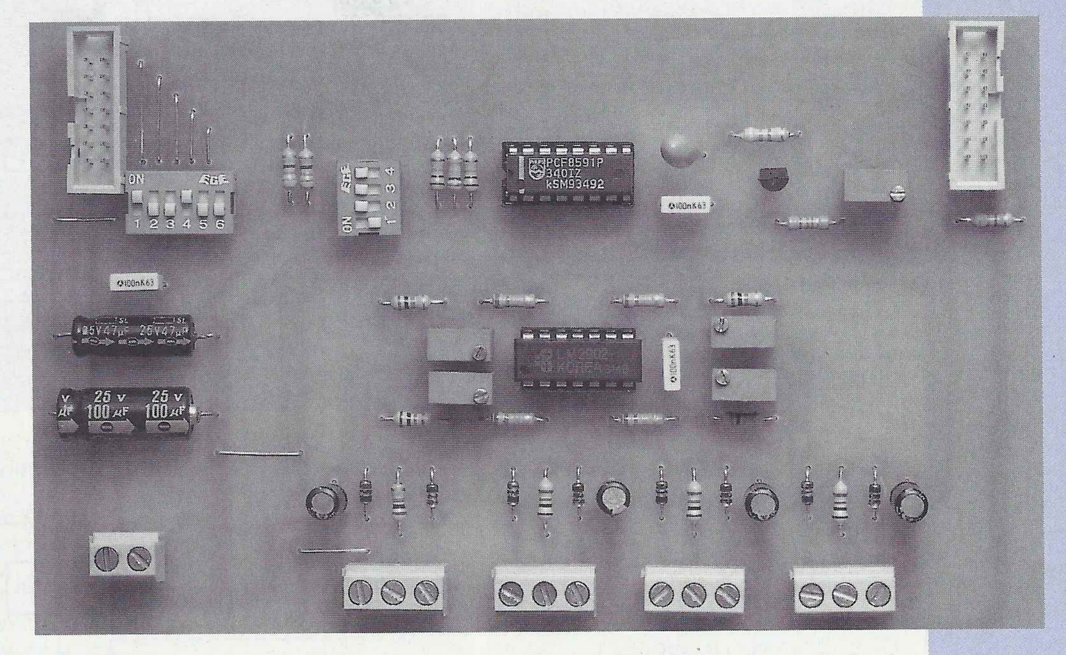
T1 : BC337 (NPN)
TAF1,TAF2,TBUZ,TLED,TREL : BC327
CI1 : ULN2803
CI2,CI3 : 74HC595
CI4 : 74HC165
AF1, AF2 : afficheurs 7 segments haut rendement à anodes communes HDSP 5501 ou équivalent.
LED1,LED2,LED3 : LED 3 mm verte ou rouge haut rendement
DREL : 1N4001..7

Divers :

CONCLAV* : rien ou 8 points de barette mâle sécable coudée
CONENTR,CONSPI : rien ou 6 points de barette mâle sécable coudée
CON_BUZ,CON_REL : rien ou 2 points de barette mâle sécable coudée
CON_LCD : 14 points de barrette femelle sécable droite
S1,S2 : KSA + cabochon
AFF_LCD : afficheur LCD 2 lignes 16 caractères LTN211 ou équi
CLAVIER_NUM : clavier numérique 12 ou 16 touches matricé
14 points de barrette mâle sécable à souder sur le CI de l'afficheur LCD
3 supports tulipe 16 broches
1 support tulipe 18 broches
2 x 10 points de barette tulipe sécable (à souder sous afficheurs à LED)
4 vis 2.5*20 + 12 écrous 2.5 fixation afficheur
câble en nappe 6 conducteurs + 1 connecteur HE14 6 points femelle à souder pour connexion carte universelle
câble en nappe 7 ou 8 conducteurs + 1 connecteur HE14 7 ou 8 points femelle à souder (ou barette sécable femelle) pour connexion clavier.



DOMESTICUS : MODULE 4 ENTRÉES TEMPÉRATURE



Avec la rentrée des vacances, l'automne approche à grands pas, suivi des premiers frimas. Nous vous avons concocté cet été un module à 4 entrées température destiné à votre application Domotique DOMESTICUS. Ce bornier vous permettra par exemple de réguler la température, suivant un profil indépendant pour chaque pièce : baisse de la température la nuit ou en journée en fonction de l'heure, ou de surveiller la température de votre aquarium, ou toute autre application à laquelle nous n'avons pas encore pensé. Comme pour tous les modules de DOMESTICUS, le traitement de ce bornier sera pris en compte dans la prochaine révision de l'Atelier Logiciel disponible prochainement sur le serveur.

Schéma du bornier

Le schéma du bornier est donné **figure 1**. Il est composé de deux parties principales, une partie analogique pour la mise en forme du signal de la sonde de température, et une partie digitale pour la liaison avec le système DOMESTICUS.

Description de la partie analogique

Le capteur de température sélectionné pour cette application est un capteur intégré LM35. Son brochage donné **figure 2** est réduit au strict minimum, puisqu'il ne nécessite que 3 fils pour fonctionner : alimentation, masse et sortie signal. Le signal de sortie du capteur est une tension proportionnelle à la température (10,0 mV/C), avec un fonctionnement garanti de 2 à 150 C. Chaque entrée de la sonde est amplifiée par un ampli non inverseur (1/4 IC1), après un passage par un filtre et une protection contre les surtensions. R1/C1 à R4/C4 sont des filtres passe-bas dont la fréquence de coupure est d'environ 20 Hz (valeur qui permet d'attenuer le «bruit» de 50 ou 100 Hz que le fil de liaison de la sonde peut rencontrer).

Les diodes D1/D2 à D7/D8 protègent les entrées des amplis contre les surtensions qui peuvent apparaître sur le signal.

Les résistances R21 à R24 servent à forcer les entrées à la masse en cas d'absence de la sonde.

Calcul du gain de l'amplificateur :

Comme les sondes de température sont destinées à être installées à l'intérieur d'une habitation, nous avons prévu un fonctionnement de 2 à 60 C. Pour utiliser de façon optimale le convertisseur numérique/analogique, les amplificateurs doivent sortir une tension comprise entre 0 et 4,5V. A 60 C, la sonde de température indique une tension de 0,6V. Le gain global (y compris le pont résistif d'entrée) doit alors être de 4,5 / 0,6 = 7,5.

La **figure 3** indique la formule simplifiée pour le fonctionnement d'un am-



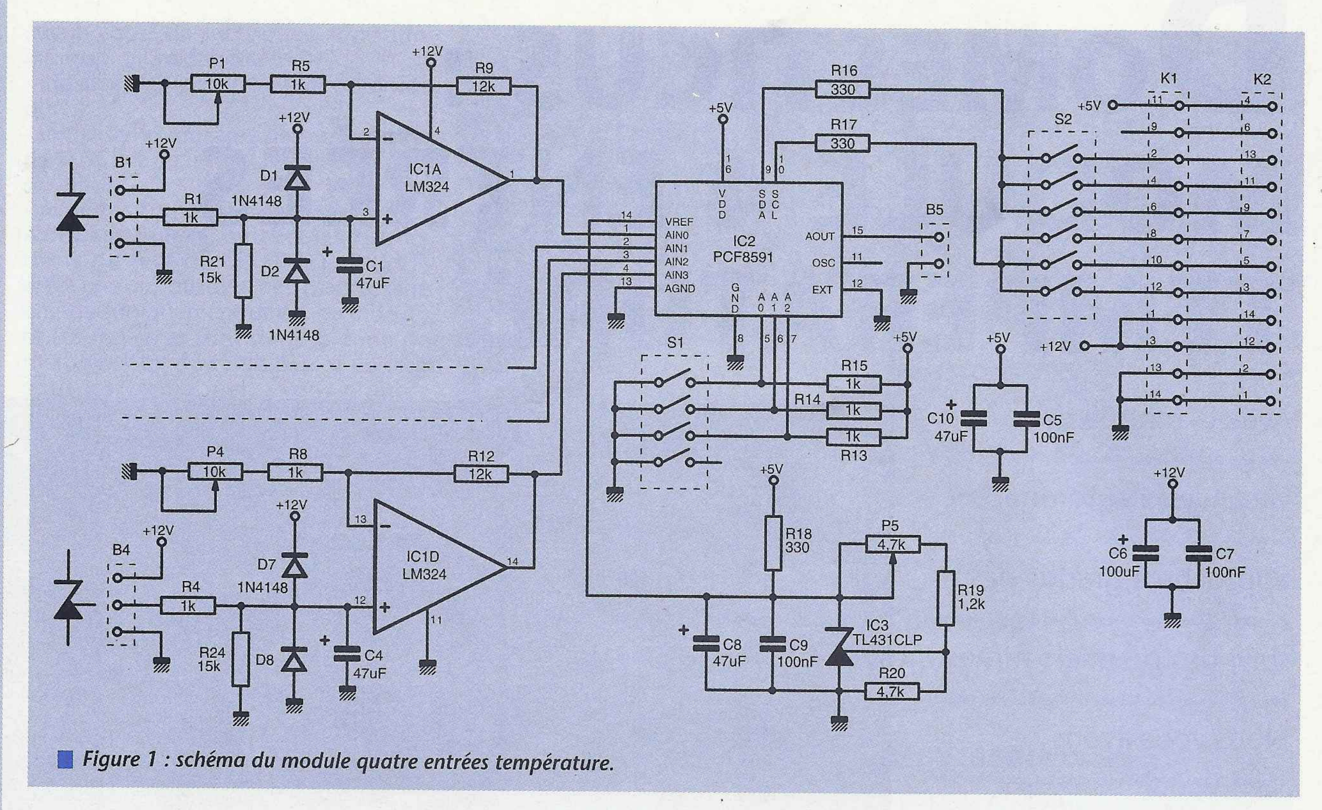


Figure 1 : schéma du module quatre entrées température.

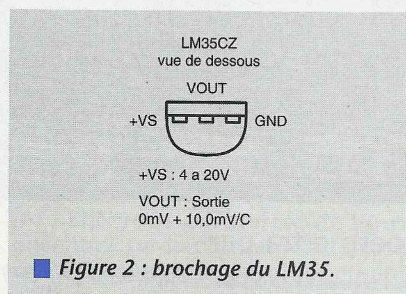


Figure 2 : brochage du LM35.

plificateur opérationnel en ampli non inverseur. Avec les valeurs utilisées, Le gain peut être réglé entre 2 et 13, à l'aide des multitours P1 à P4.

Description de la partie digitale

Pour numériser le signal extrait de chaque amplificateur opérationnel et communiquer vers Domesticus avec le protocole I2C, nous avons utilisé un circuit spécialisé : le PCF 8591.
Le synoptique du circuit est présenté **figure 4**. Nous retrouvons l'interface I2C, le multiplexeur analogique d'entrée de convertisseur numérique/analogique utilisé pour la conversion analogique/digitale avec une méthode d'approximations successives, et une sortie analogique (disponible sur un bornier à vis sur la carte). Le circuit

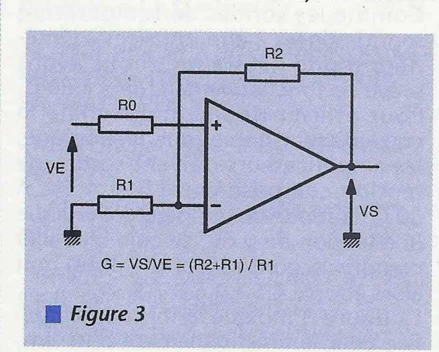


Figure 3

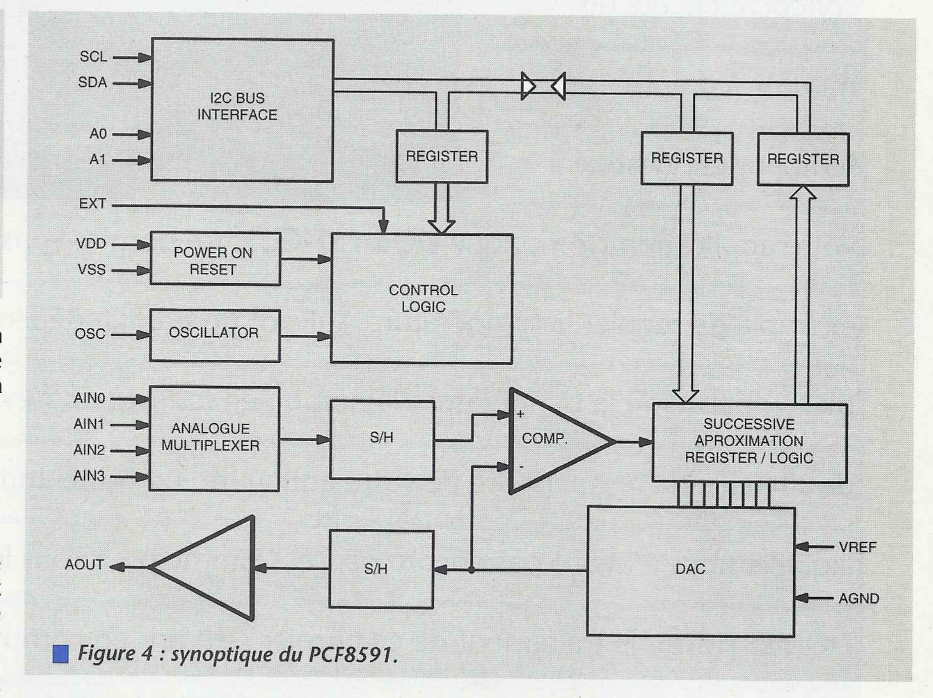


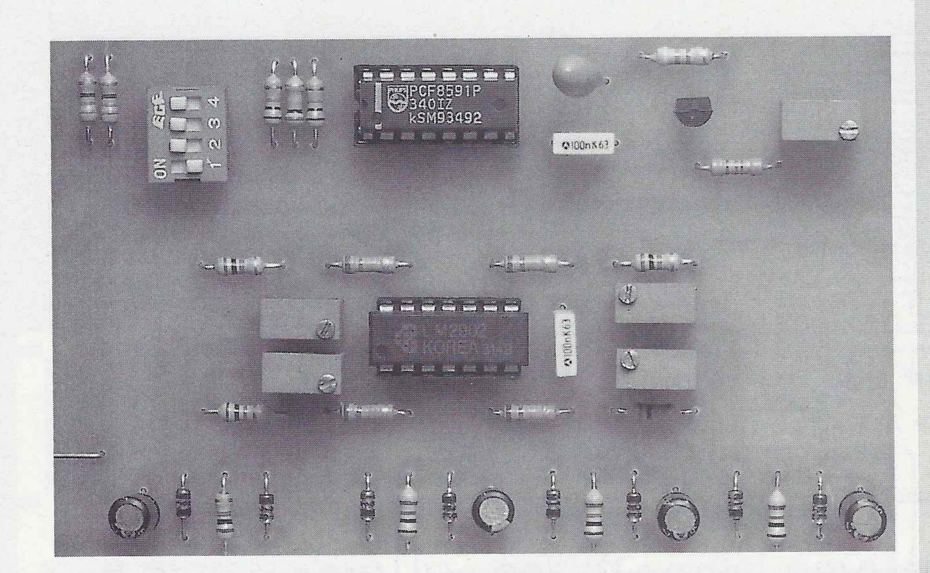
Figure 4 : synoptique du PCF8591.

offre la possibilité d'utiliser une horloge externe pour cadencer les conversions (possibilité que nous n'utiliserons pas).
Comme tous les circuits I2C, le PCF 8591 possède une adresse dont la décomposition est représentée **figure 5**. Les 4 bits de poids forts sont fixes (valeur 9), et les bits de poids faibles représentent l'adresse du circuit et le sens d'opération demandé (lecture ou écriture). Les huit circuits adressables en lecture sont ainsi : 0x90, 0x92, 0x94, 0x96, 0x98, 0x9a, 0x9c, 0x9e.
Le micro-switch S1 permet de sélectionner l'adresse du circuit, et le switch S2 le réseau sur lequel vous désirez travailler.
Pour convertir une tension présente à sa broche d'entrée, le circuit a besoin d'une référence de tension fixe (Vref : broche 14). La référence de tension est obtenue par une diode zéner parfaitement stable (IC3).
Cette diode, associée avec les composants R18, R19, R20, P5, et C2, C3, fournie une tension réglable entre 3,1V et 5,5V. Pour obtenir la meilleure précision de conversion, nous avons opté pour Vref = 4,5V.

RÉALISATION PRATIQUE

Le module 4 entrées température est destiné à être inséré parmis les autres borniers d'entrées/sorties numériques dans une application Domotique comme le montre la **figure 6**. La réalisation est ainsi cohérente avec les autres borniers, avec un support pour rail DIN (ou à œuillets pour être fixé au





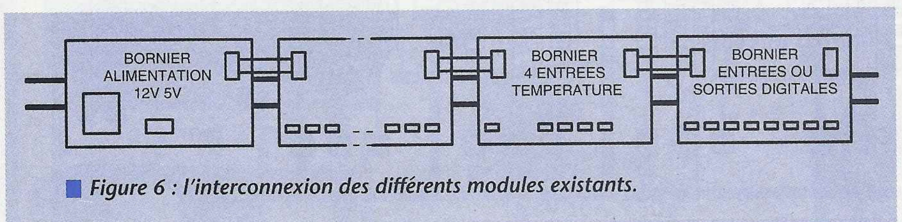


Figure 6 : l'interconnexion des différents modules existants.

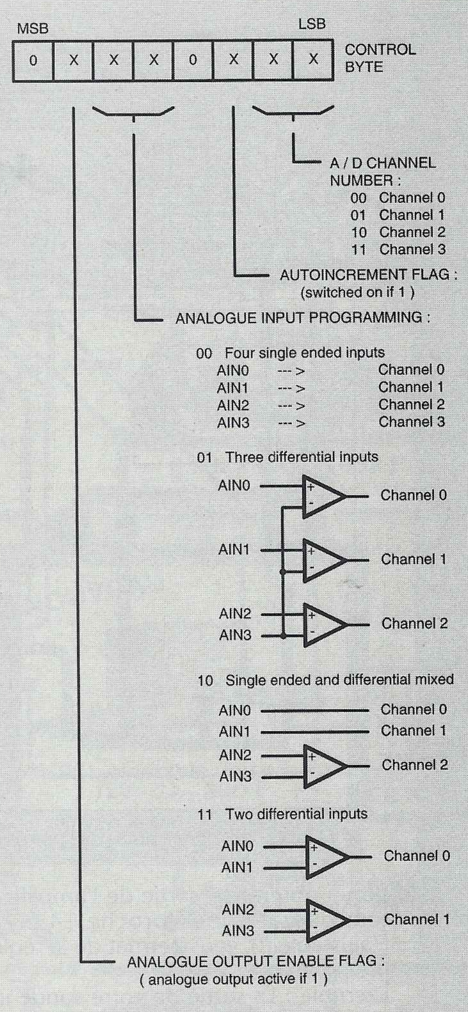


Figure 5 : adressage du PCF8591.

mur), deux connecteurs réseaux HE10 14 points en haut à gauche et à droite du support, et les bornes d'entrées/sorties en bas du module. La réalisation de ce bornier n'appelle aucun commentaire particulier. Attention à ne pas oublier les huit straps sur la carte, dus au fait que nous avons privilégié un circuit simple face pour une plus grande facilité de réalisation pour beaucoup de nos lecteurs. La sonde sera reliée à la carte par un câble une paire blindée comme le montre la photographie ; les soudures des fils à la sonde pourront être noyées dans de la résine, ou être protégées par un morceau de gaine thermo-rétractable.

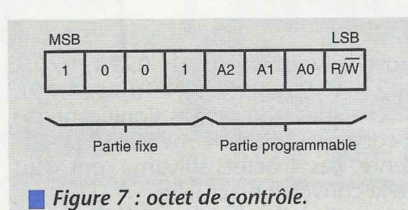
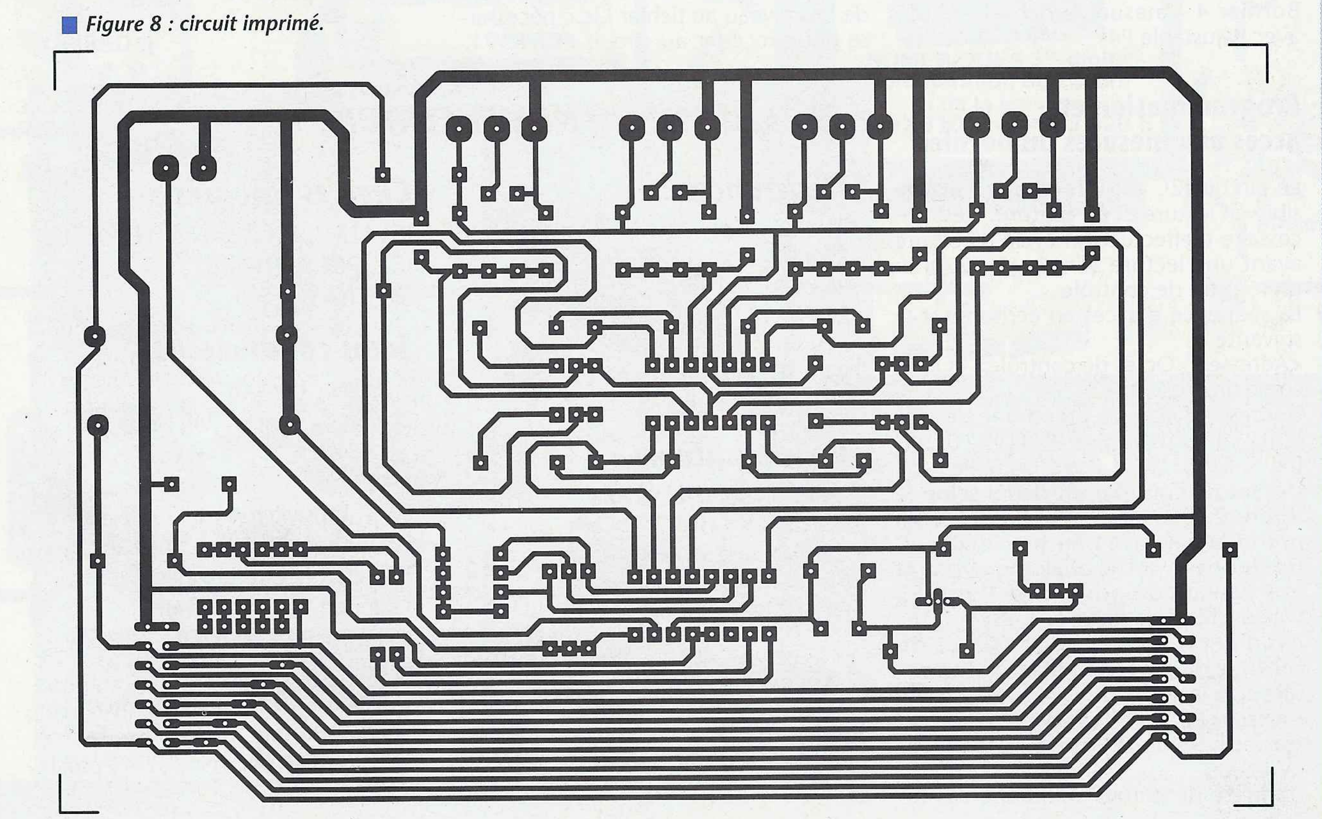


Figure 7 : octet de contrôle.

Réglages du module d'entrées température

Pour effectuer des mesures correctes, le module 4 entrées température nécessite un réglage précis des 5 ajustables multitours présents. La première chose à faire est de régler la tension de référence avec l'ajustable P5 à 4,50V (broche 14 de IC2). Raccorder ensuite la sonde de température au bornier B1, et mesurer la tension à la borne centrale du bornier. En multipliant cette tension par 7,5, vous avez la ten-

Figure 8 : circuit imprimé.





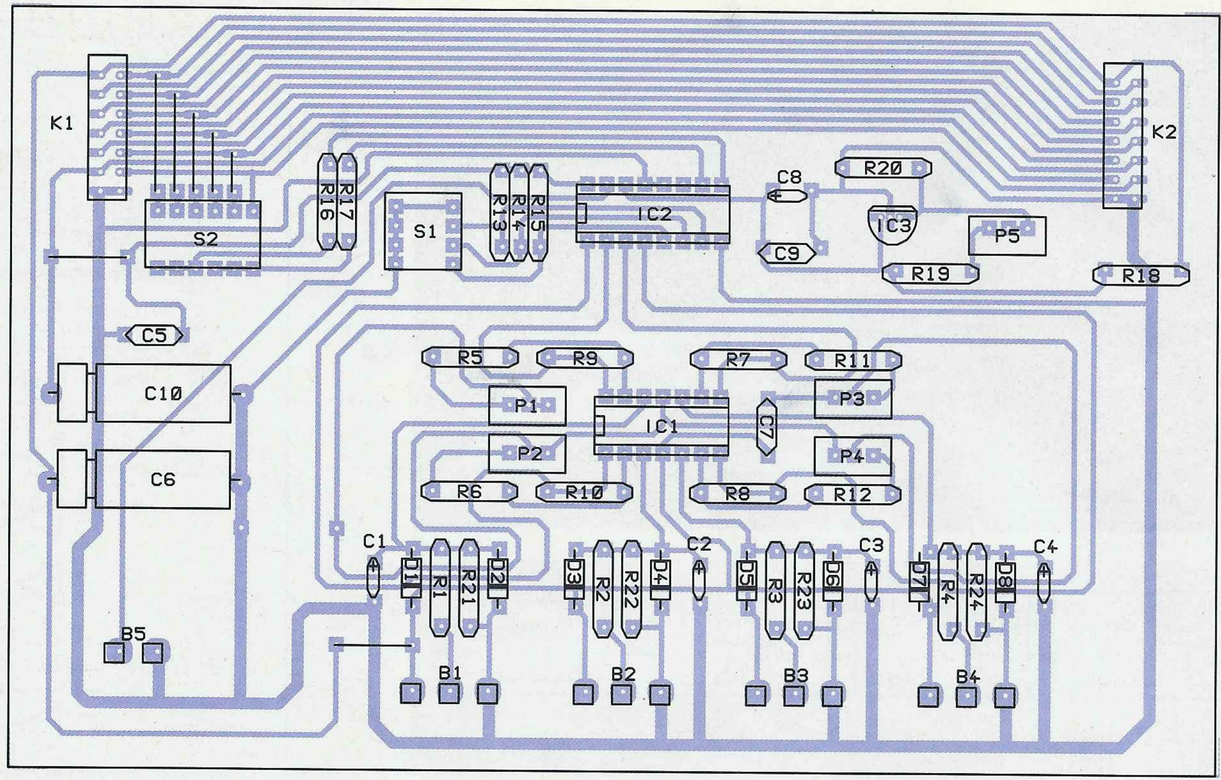


Figure 9 : l'implantation. Ne pas oublier les straps.

sion à obtenir en sortie de l'amplificateur opérationnel (broche 14 IC1). L'ajustable P1 vous permet de la régler précisément.
Exemple : La sortie de votre sonde indique 0,26V (pour une température de 26°C).
Il faut ajuster P1 pour obtenir sur la broche 14 de IC1 la tension de :
0,26 x 7,5 = 1,95V
L'opération est à répéter pour les trois autres voies :
Bornier 2 - mesure broche 1 de IC1 avec l'ajustable P2
Bornier 3 - mesure broche 7 de IC1 avec l'ajustable P3
Bornier 4 - mesure broche 8 de IC1 avec l'ajustable P4

Programmation et accès aux mesures du bornier

Le circuit I2C est directement accessible en lecture et en écriture. Il est nécessaire d'effectuer un cycle d'écriture avant une lecture afin de positionner un registre de contrôle.
La séquence d'accès en écriture est la suivante :
<Adresse> <Octet de contrôle> <Octet sortie analogique>
L'adresse d'écriture prend une des valeurs suivantes : 0x90, 0x92, 0x94, 0x96, 0x98, 0x9a, 0x9c, ou 0x9e.
L'octet de contrôle est défini selon la **figure 7**. Dans notre configuration, il prend la valeur 44 en hexadécimal.
L'octet de la sortie analogique prend une valeur comprise entre 0 et 255 (valeur de sortie de 0V à 4,48V).
Avec cette valeur pour l'octet de contrôle, la séquence d'accès en écriture sera la suivante :
<Adresse> <Octet précédement converti> <Voie 2> <Voie 1> <Voie 4> <Voie 3>
L'adresse de lecture prend une des valeurs suivantes : 0x91, 0x93, 0x95, 0x97, 0x99, 0x9b, 0x9d, ou 0x9f.
L'octet suivant n'est pas significatif, car il correspond à la conversion précédente. Les 4 octets suivants sont issus de la conversion actuelle.
Attention à l'ordre d'envoi, du à une inversion des entrées du convertisseur pour des raisons de facilité d'implantation.
Vous trouverez sur le serveur 3615 ERP un exemple de petit programme écrit en langage C pour vous montrer avec quelle simplicité il est possible d'accéder au bornier (temperat.c). Attention, nous avons ajouté un sous-programme de bas niveau au fichier i2c.c nécessaire pour accéder au circuit PCF 8591.
N'oubliez pas de télécharger les deux programmes.
Pour les utilisateurs de l'Atelier Domotique de DOMESTICUS, pas de problème. La prochaine révision contiendra le bornier 4 entrées température en standard qu'il suffira de déclarer, pour que l'éxecutable se charge de toute la communication avec ce module. Chaque voie du bornier (dont la valeur de température récupérée automatiquement) pourra servir de conditions dans des équations ou des grafcets. Nous vous communiquerons des exemples de grafcets pour la régulation de température.

J. GARBAY.

NOMENCLATURE

Résistances :
R1 à R8 : 1kΩ
R9 à R12 :12 kΩ
R13 à R15 : 1 kΩ
R16 à R18 : 330 Ω
R19 : 1,2 kΩ
R20 : 4,7 kΩ
R21 à R24 : 15 kΩ

Condensateurs :
C1 à C4 : 47 µF 25V radial
C5, C7, C9 : 100 nF
C6 : 100 µF 25V axial
C8 : 47µF 16V tantale
C10 : 47µF 25V axial

Ajustables :
P1 à P4 : Ajustables multitours verticaux 10 kΩ
P5 : Ajustable multitours vertical 4,7 kΩ

Circuits intégrés :
IC1 : LM324, LM2902 ou équivalent
IC2 : PCF 8591
IC3 : TL431CLP

Semi-conducteurs :
D1 à D8 : 1N4148
Sondes de température LM35 CZ

Divers :
SW1 : Dipswitch 4 inter horizontal
SW2 : Dipswitch 6 inter horizontal
1 support lyre 16 broches
1 support lyre 14 broches
4 Borniers à vis au pas de 5,08mm (3 bornes)
1 Bornier à vis au pas de 5,08mm (2 bornes)
2 fiches HE10 points mâles bas profil



Carte prototype pour IBM PC et compatibles

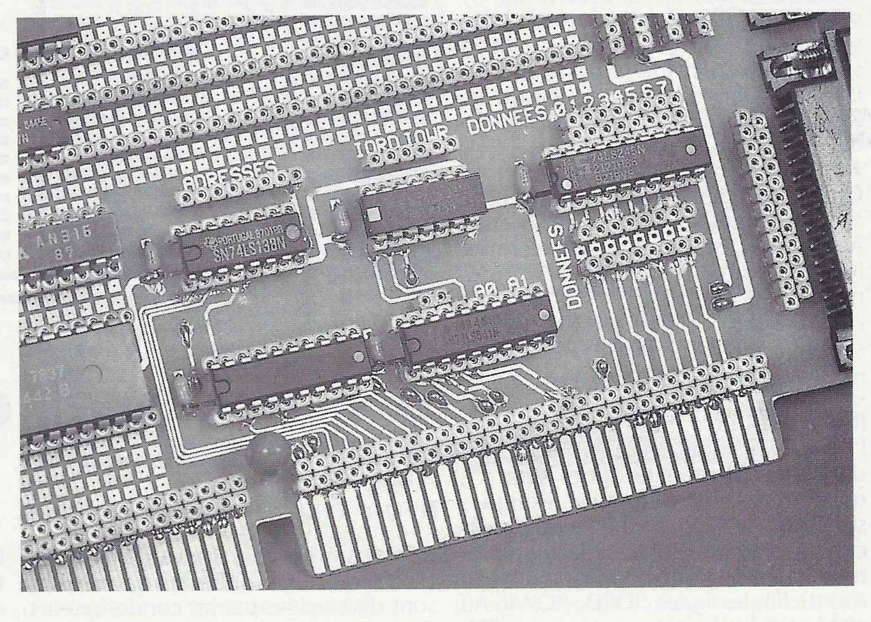
Lorsque l'on désire entreprendre la réalisation d'une carte pour micro-ordinateur PC, on hésite toujours à se lancer dans la conception d'un circuit imprimé, qui, il faut bien le reconnaître, n'est pas toujours chose aisée. D'autant plus que ce dernier sera toujours obligatoirement en double face pour ce type d'ordinateur. C'est pourquoi nous avons imaginé la réalisation que nous vous proposons aujourd'hui, qui simplifiera la conception d'un montage personnel.

Les cartes pour PC et compatibles, comme chacun sait, possèdent un domaine d'adresses réservé dans l'espace mémoire de l'ordinateur : ce dernier s'étend de l'adresse H300 à H31F. Les concepteurs de l'IBM PC l'avait ainsi prévu dès la sortie de la première machine.

Donc, tous les circuits que l'on peut concevoir, à quelques rares exceptions près, devront trouver leur place à l'une de ces adresses, ce qui représente 32 emplacements disponibles (si chaque carte ne nécessite qu'une adresse).

C'est ce que nous avons prévu sur notre montage, dont le schéma de principe est donné en **figure 1**, et que nous allons maintenant voir plus dans le détail.

Le circuit intégré CI3 (74LS688), comparateur de mots binaires, reçoit sur ses entrées les lignes d'adresse A5 à A11, ainsi que la ligne AEN (adresse valide). Comme ses huit autres lignes d'entrée sont au niveau logique 0,





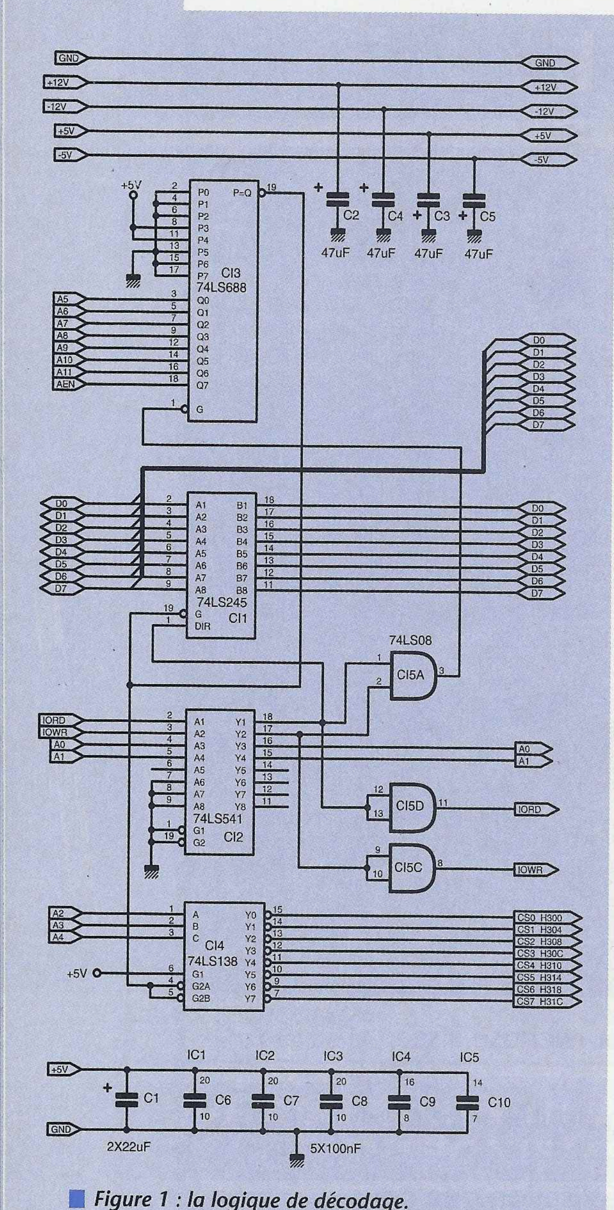


Figure 1 : la logique de décodage.

Figure 2 : CI coté composants.

mises à part P3 et P4, correspondant aux lignes d'adresse A8 et A9, sa sortie 19 (P=Q) ne présentera un niveau 0 que lorsque l'adresse H300 sera envoyée par le microprocesseur.
CI3 sera validé, sur sa broche 1 (/G), soit par un signal de lecture (/IORD), soit par un signal d'écriture (/IOWR), signal provenant de la porte ET CI5.
L'impulsion négative provenant du 74LS688 sera utilisée pour la validation du tampon des données (CI1, 74LS245) et par CI4 (74LS138).
Ce dernier, décodeur 3 vers 8, reçoit sur ses entrées les lignes d'adresse A2, A3 et A4. C'est donc lui qui détermine les huit domaines d'adresses disponibles :

- H300 à H303 - H304 à H307
- H308 à H30B - H30C à H30F
- H310 à H313 - H314 à H317
- H318 à H31B - H31C à H31F

Il sera nécessaire, bien évidemment, si l'on désire l'une de ces 32 adresses, d'utiliser également les lignes A0 et A1, qui seront combinées avec les lignes sortantes de CI4, et ce à l'aide de circuits qui seront ajoutés sur la carte prototype.
A cette fin, les lignes /IORD, /IOWR, A0 et A1 sont bufférisées par le circuit CI2, un 74LS541. Les 4 lignes d'alimentation sont disponibles sur la carte et sont découplées par les condensateurs C2 à C5.

Chacun des circuits intégrés se voit attribué également un condensateur de découplage sur sa ligne d'alimentation positive.



LA RÉALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figures 2** et **3**. Il s'agit bien évidemment d'un circuit imprimé double face, puisqu'il est destiné à être inséré dans un slot du compatible PC. Le dessin représentant l'implantation des composants est donné en **figure 4**.
La carte a été prévue pour être utilisée avec un compatible PC de type XT ou AT (bus 8 ou 16 bits).
La réalisation du circuit imprimé demandera un très grand soin dans sa réalisation, surtout au niveau de la reproduction des deux faces à la même échelle, étant donné le nombre impressionnant de pastilles et la longueur de la carte.
Si la carte doit communiquer avec l'extérieur, deux connecteurs (DB25 broches et DB9 broches) ont été prévus ce qui donne 34 lignes disponibles. Ce chiffre nous a semblé suffisant pour la plupart des applications courantes.
Les circuits intégrés seront de préférence placés sur des supports dont les broches serviront à certains endroits de traversées entre les deux couches du circuit imprimé.

L'utilisation de la carte

Cette carte peut être utilisée de deux manières différentes. La première est illustrée par la photographie qui est jointe au présent article.
On distingue sur ce cliché des rangées de barrettes sécables qui ont été soudées sur la carte. L'écartement a été prévu afin de pouvoir inséré sur celles-ci des boîtiers DIL à 40, 28 ou 24 broches et des boîtiers plus petits de 8 à 20 broches. La place est suffisante pour monter sur la carte 5 boîtiers 40 broches et 10 boîtiers 20 broches, ce qui nous semble un chiffre plus que suffisant.
Chaque patte des circuits intégrés est disponible d'une manière indépendante. On peut souder à côté de chaque barrette prévue pour l'enfichage des circuits intégrés, d'autres barrettes sécables qui serviront de points de raccordement, et qui dispenseront la conception d'un montage de toute soudure. Ce raccordement s'effectuera par la mise en place de fils de liaison qui seront enfichés dans les points.
Il a été ménagé sous les circuits intégrés, et ce, sur toute la longueur de la carte, des lignes qui pourront assurer l'alimentation des CI. Une ligne de masse parcourt tout le circuit.
Les quatre tensions d'alimentation dispensées par le PC sont disponibles également sur des barrettes, ainsi que les lignes de données, les lignes de décodage d'adresses, et les signaux de lecture et d'écriture. Le raccordement aux connecteurs de sortie a également été prévu de la même façon.
De plus, tous les signaux disponibles sur le PC (8 bits et 16 bits) sont à proximité des connecteurs, ce qui donne la possibilité de concevoir n'importe quel type de montage.
L'autre manière de câbler la carte est d'utiliser des picots. Si la carte est câblée d'une façon définitive, les circuits intégrés seront soudés ou placés sur des supports à wrapper. Toutes les

Figure 3 : coté cuivre.



NOMENCLATURE

Condensateurs :

C1,C2,C3,C4,C5 :
47µF 16 volts tantale goutte
C6,C7,C8,C9,C10 : 100nF

Circuits intégrés :

CI1 : 74LS245
CI2 : 74LS541
CI3 : 74LS688
CI4 : 74LS138
CI5 : 74LS08

Divers :

1 connecteur DB9
1 connecteur BB25
1 équerre pour carte PC
(facultatif) barrettes sécables
ou picots à wrapper

connexions s'effectueront alors sous la carte à l'aide d'un outil à wrapping, ce qui assure une grande sureté pour la fiabilité des contacts.
Si le wrapping ne vous enthousiasme pas, il existe un fil isolé par de l'émail qui se dissout au contact de la soudure et qui donne un câblage sûr.
Nous espérons que cette carte aidera tous ceux qui avaient jusque là hésiter à entreprendre la réalisation d'un projet personnel. Malgré un câblage peu traditionnel, elle permettra la réalisation de cartes définitives en faisant gagner un temps précieux à ceux qui se donneront la peine de la réaliser.

Patrice OGUIC.

Note : Le dessin de la carte prototype diffère légèrement de la photographie illustrant cet article, et ce, au niveau de l'implantation des connecteurs de sortie. Il s'est avéré en effet que ces connecteurs étaient implantés un peu trop haut pour certains types de boîtiers PC.
Ainsi, nous pouvions placer la carte dans notre 386 sans problème, mais elle ne convenait pas pour un ancien XT. C'est pourquoi nous avons préféré modifier l'implantation des connecteurs afin que la carte convienne pour tous les types de boîtiers.

Figure 4

CARTE PROTOTYPE IBM PC (ERP)

DESSOUS D18	DESSUS C18
GND	D15
SECMAST	D14
+5V	D13
DRQ7	D12
DACK7	D11
DRQ6	D10
DACK6	D9
DRQ5	D8
DACK5	MWTC
DRQ0	MRDC
DACK0	A23
IRQ14	A22
IRQ15	A21
IRQ12	A20
IRQ11	A19
IRQ10	A18
IOCS16	A17
MCS16	SBHE
D1 B31	C1 A31
GROUND	A00
OSC	A01
+5v.	A02
ALE	A03
DMATC	A04
DACK2	A05
IR3	A06
IR4	A07
IR5	A08
IR6	A09
IR7	A10
CLK	A11
REFRESH	A12
DRQ1	A13
DACK1	A14
DRQ3	A15
DACK3	A16
IOR	A17
IOW	A18
MEMR	A19
MEMW	AEN
GROUND	READY
+12v.	D0
AUDIOIN	D1
-12v.	D2
DRQ2	D3
-5v.	D4
IR2	D5
VCC+5v.	D6
RESET	D7
GROUND	NMI
B01	A01

CONNECTEUR DB25 — CONNECTEUR DB9



PICOLOG : UN ENREGISTREUR PAPIER «VIRTUEL» POUR PC

L'enregistreur à bande de papier est la réponse courante aux besoins de visualisation de phénomènes de longue durée, de quelques secondes à plusieurs heures, jours ou même mois. Mais le principal inconvénient de ces instruments est un prix tournant autour de quelques dizaines de milliers de francs.



Pour quelques centaines de francs seulement, le logiciel PICOLOG associé à l'un des convertisseurs analogique-numérique de PICO TECHNOLOGY permet de transformer le premier PC venu et son imprimante en un enregistreur «virtuel», capable de rendre des services comparables et même bien davantage. Une véritable aubaine qui ne laissera certainement pas nos lecteurs indifférents !

Le complément logique de Picoscope

Avec une fréquence d'échantillonnage de 25 kHz dans le meilleur des cas, le plus rapide des convertisseurs PICO (le monovoie 8 bits ADC10) se prête surtout à l'acquisition de phénomènes relativement lents.

Sur l'oscilloscope virtuel intégré dans son logiciel d'accompagnement (PICOSCOPE) il ne faut guère espérer visualiser avec précision des signaux de plus de 2 ou 3 kHz sur un PC moyen (386SX25), la base de temps la plus rapide étant d'une milliseconde par division.

Du côté des phénomènes lents, on butera cette fois sur la durée maximum de balayage qui est de 50 secondes (5 secondes par division).

Fourni en standard avec les convertisseurs PICO plus perfectionnés (à partir de l'ADC12, un monovoie à 12 bits), le logiciel PICOLOG prend le relais à raison d'une fréquence d'échantillonnage allant d'une mesure toutes les millisecondes à une mesure tous les N jours.

Après essai, nous ne pouvons que conseiller chaudement son achat aux possesseurs d'ADC10 désireux de libérer toutes les possibilités de leur instrument, surtout s'ils ont construit notre amplificateur d'entrée.

Avant même d'être un enregistreur papier, PICOLOG est d'abord un logiciel collecteur de données («datalogger» en anglais) : il «entasse» dans un fichier des échantillons horodatés, prélevés à la cadence spécifiée et pouvant même résulter d'un traitement de plusieurs mesures consécutives (effet de filtrage).

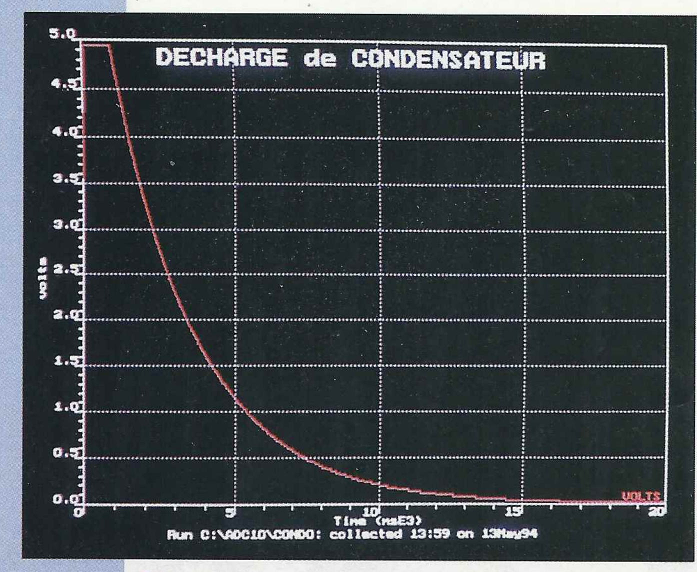
C'est à partir de ces données que PICOLOG établira un ou plusieurs «rapports», qui peuvent aussi bien être des graphiques étalonnés que des tableaux de valeurs numériques.

Ces rapports peuvent naturellement être imprimés sur papier ou exportés sur disquette dans une multitude de formats courants, mais aussi être tout simplement affichés sur l'écran, en différé ou même en temps réel si l'intervalle entre deux échantillons est d'au moins 50 ms.

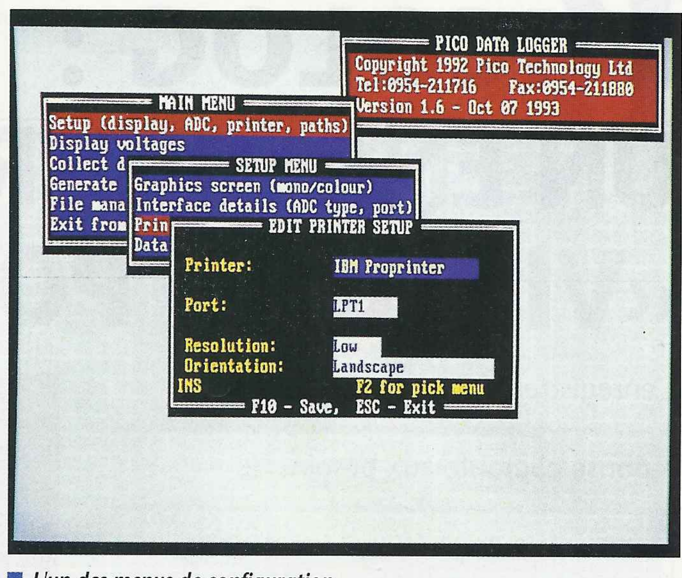
Comme il n'est nullement obligatoire de définir ces rapports avant de faire les mesures, il est possible d'extraire n'importe quel type de rapport d'un jeu d'échantillons déjà enregistré sur disque.

Pas besoin donc d'imprimante «sur le terrain» : les mesures peuvent être faites sur un PC portable ou un vieil XT à 8088, puis exploitées confortablement sur une configuration plus puissante mais moins mobile : il suffit de recopier le fichier !

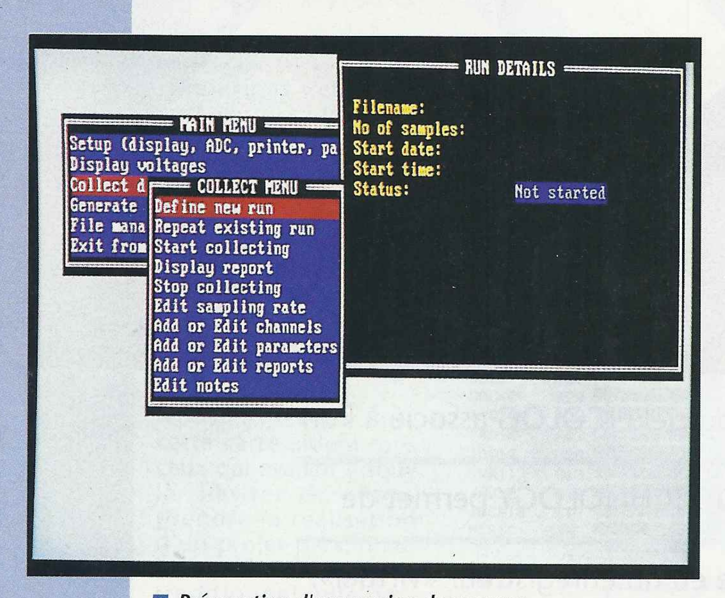
C'est à ce stade du «dépouillement» que l'on pourra profiter des très puissantes possibilités de PICOLOG en matière de traitement des données enregistrées : mise à l'échelle selon un coefficient correcteur, une équation ou même une table de conversion, com-



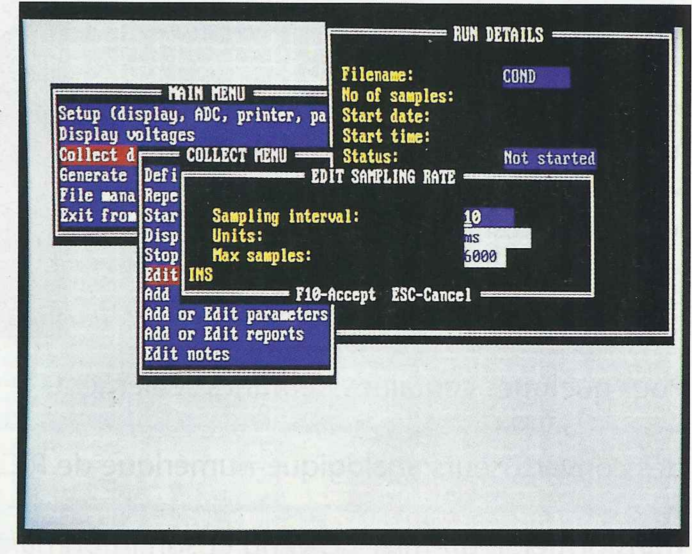
Visualisation d'un rapport.



L'un des menus de configuration.



Préparation d'une session de mesures.



Réglage de la fréquence d'échantillonnage.

binaison de plusieurs canaux de mesure, etc.
En clair, cela signifie notamment que PICOLOG est capable de linéariser n'importe quel capteur dont on connaît les caractéristiques précises !
Naturellement, il est possible d'extraire et d'imprimer ou visualiser séparément les parties les plus intéressantes d'un enregistrement de longue durée, tout comme si on découpait la bande de papier d'un enregistreur conventionnel.

UN PRINCIPE ORIGINAL

Sachant ce qui vient d'être exposé, on pourrait s'attendre à ce que des fichiers distincts soient affectés aux mesures et aux caractéristiques des rapports à établir. Eh bien pas du tout !
En pratique, à chaque jeu d'échantillons (appelé «run» dans le manuel anglais et «traitement» dans sa version française) correspond un seul et unique fichier au format spécifique «PLR» (Pico Log Run).
Celui-ci contient bien évidemment les données collectées, mais les caractéristiques des rapports qu'on vient en extraire s'y ajoutent au fur et à mesure.
Il est par conséquent tout aussi facile de rappeler un rapport précédemment demandé que d'en définir un nouveau après coup, ou d'en modifier les caractéristiques.
C'est puissant, mais quelque peu dangereux car on risque de perdre ainsi non pas tant les données elles-mêmes que des «réglages» qu'on n'a pas forcément eu la bonne idée de noter.
Il ne faut donc pas hésiter à profiter des multiples possibilités de duplication et de sauvegarde que le logiciel offre dans son menu de «gestion de fichiers», et dans la mesure du possible, toujours travailler sur une copie. Une simple habitude à prendre... si ce n'est déjà fait.
Le bon usage de PICOLOG suppose l'enchaînement d'un assez grand nombre d'étapes dans un ordre strict, à partir de plusieurs menus dont la relative complexité est la rançon des très vastes possibilités du logiciel.
Il est capital de bien en assimiler le principe, faute de quoi l'utilisateur risque fort de «tourner en rond» sans arriver à obtenir ce qu'il souhaite.
Ce fut d'ailleurs notre cas au début !

Installation et configuration

Avant toute chose, il faut procéder à l'installation du logiciel à partir de la disquette originale en suivant la procédure indiquée, susceptible de varier quelque peu d'une version à l'autre.
Pour tous les convertisseurs PICO autres que l'ADC10, l'installation de PICOLOG est prévue en même temps que celle de PICOSCOPE, et il suffit de répondre «yes» quand INSTALL demande s'il doit décompacter PICOLOG.
Dans le cas particulier de l'ADC10, pour lequel nous devons avouer avoir un petit faible, il faut se procurer séparément PICOLOG et l'installer après coup.
Notons que contrairement à PICOSCOPE dont il existe autant de versions que de modèles de convertisseurs, PICOLOG est universel : il suffit de déclarer, lors de la configuration ou «setup», la référence d'ADC utilisé .
Cela signifie que si l'on possède par exemple un ADC12 (version 12 bits de l'ADC10), on pourra se servir de son PICOLOG avec l'ADC10 à condition de



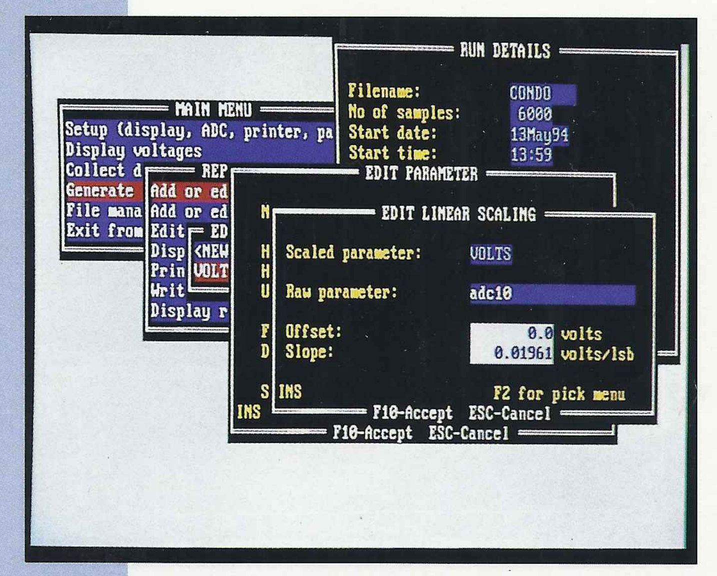
■ Contrôle du bon fonctionnement de l'ADC.

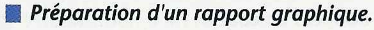
■ L'acquisition de données en cours.

l'installer une nouvelle fois dans un répertoire différent.
En plus de PS.EXE (PICOSCOPE), de PICOLOG.EXE, et des fichiers de configuration créés lors du setup, un fichier PICO.DRV contient les «drivers» communs, nécessaires aux sorties sur imprimante ou aux exportations vers des logiciels de PAO.
Le fichier fourni d'origine peut gérer la plupart des imprimantes courantes, mais si on veut sortir en BMP ou PCX (pour WINDOWS), en PostScript, TIFF etc. alors il faut se «fabriquer» soi-même son propre driver à l'aide d'un utilitaire vendu séparément (DRVTOOL.EXE).
Notons que ces drivers n'ont pas été développés par PICO TECHNOLOGY, mais proviennent d'un spécialiste en la matière : FLEMING SOFTWARE. C'est sans doute la raison de la très bonne qualité graphique que nous avons pu constater.
Nous déconseillons cependant d'utiliser régulièrement l'option «haute résolution» sur imprimante à aiguilles : outre le fait qu'il lui faut parfois près d'une demi-heure pour imprimer une page, l'amélioration d'aspect qu'elle introduit est obtenue au détriment de la précision de la courbe.
Outre l'installation de l'imprimante, avec toutes ses options en matière de format, d'orientation, et de résolution, la procédure de «setup» permet de dé-

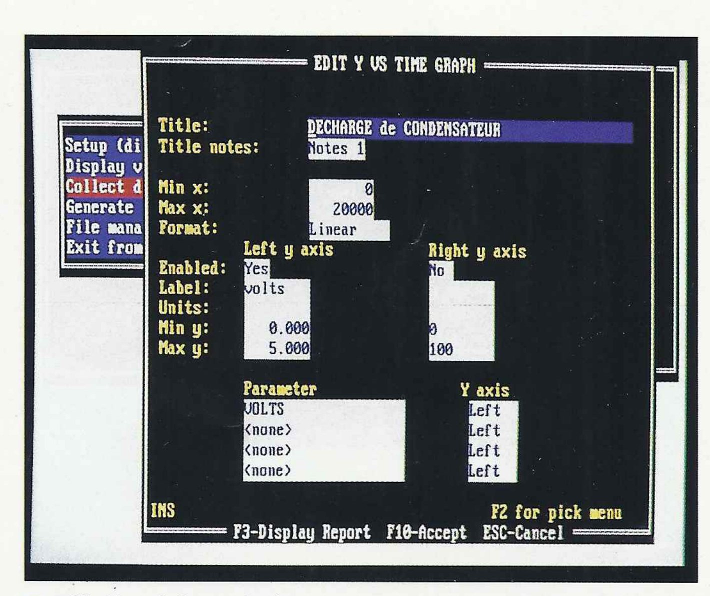
		100 ms	1 sec	1 mn	1 heure	
ACQUISITION	**EDIT SAMPLING RATE :**					OBLIGATOIRE
	sampling interval :	1	1	10	250	
	units :	ms	ms	ms	ms	
	max samples :	100	1000	6000	14400	
	EDIT ADC10 CHANNEL :					
	channel :	0	0	0	0	
	channel name :	ADC10	ADC10	ADC10	ADC10	
	sensor minimum :	0	0	0	0	
	sensor maximum :	255	255	255	255	
	N° of readings :	3	3	3	10	
	combination method :	Average	Average	Average	Average	
DEPOILLEMENT	**EDIT PARAMETER :**					FACULTATIF (ou après coup)
	name :	VOLTS	VOLTS	VOLTS	VOLTS	
	units :	Volts	Volts	Volts	Volts	
	field width :	5	5	5	5	
	décimal places :	1	1	1	1	
	scaling :	LINEAR	LINEAR	LINEAR	LINEAR	
	EDIT LINEAR SCALING :					
	scaled parameter :	VOLTS	VOLTS	VOLTS	VOLTS	
	raw parameter :	ADC10	ADC10	ADC10	ADC10	
	offset :	0,0 VOLTS	0,0 VOLTS	0,0 VOLTS	0,0 VOLTS	
	slope :	0,01961 V/LSB	0,01961 V/LSB	0,01961 V/LSB	0,01961 V/LSB	
	EDIT REPORT (Y vs time graph) :	100 MS	SEC	MN	HEURE	
	min X :	0	0	0	0	
	max X :	1000	1000	60000	3600000	
	format :	LINEAR	LINEAR	LINEAR	LINEAR	
	— left axis —					
	enabled :	Yes	Yes	Yes	Yes	
	label ou Units :	Volts	Volts	Volts	Volts	
	min Y :	0,000	0,000	0,000	0,000	
	max Y :	5,000	5,000	5,000	5,000	
	parameter :	VOLTS	VOLTS	VOLTS	VOLTS	
	Y axis :	LEFT	LEFT	LEFT	LEFT	

■ Figure 1

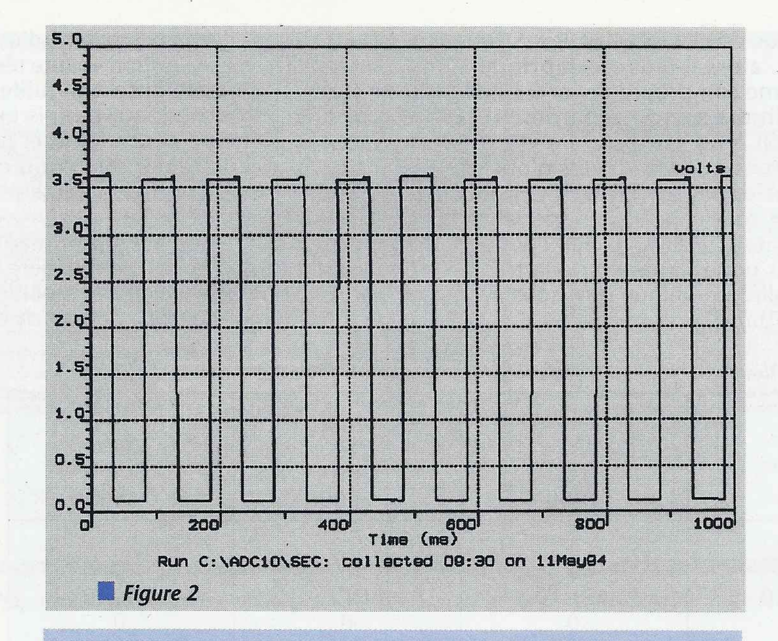




■ *Préparation d'un rapport graphique.*



■ *Définition de la courbe à tracer.*



■ *Figure 2*

112	11200	185	3.6
113	11300	185	3.6
114	11400	185	3.6
115	11500	4	0.1
116	11600	4	0.1
117	11700	4	0.1
118	11800	4	0.1
119	11900	4	0.1
120	12000	185	3.6
121	12100	185	3.6
122	12200	185	3.6
123	12300	185	3.6
124	12400	185	3.6
125	12500	4	0.1
126	12600	4	0.1
127	12700	4	0.1
128	12800	4	0.1
129	12900	4	0.1
130	13000	185	3.6
131	13100	185	3.6
132	13200	185	3.6
133	13300	185	3.6
134	13400	185	3.6
135	13500	124	2.4

■ *Figure 3*

clarer le type d'ADC utilisé et le port parallèle (ou série pour l'ADC16) sur lequel il sera branché.
Bien entendu, si un ADC est connecté à un port parallèle, celui-ci ne peut plus être utilisé pour une imprimante ! Deux possibilités existent pour contourner ce problème : réserver un second port parallèle (LPT2 :) à l'ADC, ou demander l'envoi des données d'impression vers un fichier disque que l'on tirera plus tard sur papier. Attention toutefois, ce genre de fichier peut être très volumineux, bien plus que celui qui héberge les résultats des mesures.
Avant de passer à l'exploitation pratique de notre «enregistreur virtuel», il est prudent de vérifier à l'aide de l'option d'affichage de valeurs (display ADC voltage) que l'ADC mesure correctement la tension (comprise entre 0 et +5 V) qu'on lui applique.
S'il n'en va pas ainsi, il convient de vérifier que tout est correctement configuré, et qu'aucune incompatibilité n'existe entre le PC et l'ADC.
Dans ce dernier cas, le défaut doit être similaire sous PICOSCOPE et il convient de consulter le «service clients» : des parades spécifiques sont prévues, notamment quand le POST du PC interprète la présence de l'ADC comme un défaut sur le port parallèle.

Préparation d'un enregistrement

Beaucoup de choix doivent être définis avant tout lancement d'une séance d'enregistrement et/ou son dépouillement par édition de rapports.
Il n'est heureusement pas nécessaire de reprendre tout à zéro à chaque fois, car une manoeuvre très simple est prévue pour réitérer à l'identique n'importe quelle session précédemment exécutée.
Il faut seulement donner un nouveau nom de fichier, afin de ne pas «écraser» l'ancien avec les nouvelles données, mais il y a une sécurité !
L'utilisateur aura tout intérêt à se constituer par avance un certain nombre de «gabarits» convenant à ses



besoins courants, qu'il pourra ainsi rappeler aussi souvent que nécessaire. Nous en avons réuni quelques exemples dans le tableau de la **figure 1**. Ils montrent comment enregistrer sur papier en fonction du temps, une tension évoluant entre 0 et 5 V, ou ramenée à cet intervalle optimal par un conditionneur de signal externe.

Le premier exemple enregistre un échantillon toutes les millisecondes (c'est la cadence la plus rapide possible), et ce cent fois de suite. Chaque échantillon est le résultat d'un calcul de moyenne exécuté sur trois mesures consécutives, à raison d'une mesure toutes les 100 µs. Un prélèvement dure donc en pratique 300 µs.

Notons que ce travail est à la limite de ce que peut faire un ADC10 branché sur un 386SX25 : un signal carré à 100 Hz sera restitué avec des fronts nettement inclinés.

Avec un «vieux» PC équipé d'un 8086 cadencé à 8 MHz ou d'un 8088 à 4,77 MHz, il ne faudrait guère dépasser 10 Hz.

Mais quel que soit le PC, d'excellents résultats seront obtenus pour toute fréquence d'entrée inférieure ou égale à 1 Hz : la transition est assurée avec ce que peut faire PICOSCOPE !

Le second exemple enregistre encore un échantillon toutes les millisecondes, mais mille fois de suite, soit pendant une seconde, tandis que le troisième opère pendant une minute, mais au rythme d'un échantillon toutes les 10 ms.

C'est encore une cadence d'acquisition trop rapide pour que l'on puisse visualiser un rapport pendant l'enregistrement, et l'écran affichera donc simplement le message «collecting».

Avec un échantillon toutes les 250 ms (soit quatre par seconde), le quatrième exemple recueille 14400 échantillons en une heure (quatre fois 3600 secondes), mais moyenne dix mesures au lieu de trois à chaque fois. Cela permet de filtrer davantage les éventuels parasites susceptibles de brouiller la courbe.

Ce rythme d'échantillonnage permet cette fois d'afficher un rapport pendant toute la durée des mesures, voire même de changer ses paramètres en cours de route.

Nos lecteurs auront compris que la partie supérieure du tableau (étapes «Edit Sampling Rate» et «Edit ADC10 Channel») correspond aux réglages qu'il est indispensable de faire avant de commencer l'acquisition.

Toutes les autres étapes concernent le dépouillement de l'essai et peuvent donc attendre la fin des mesures proprement dites, mais rien n'interdit de définir tout de même les rapports dès le début des opérations si on sait déjà ce que l'on veut visualiser. C'est évidemment indispensable si on veut afficher un rapport pendant les mesures.

Il faut bien réaliser qu'à ce stade, on enregistre dans le fichier des données «brutes» (raw data) qui n'ont pas encore d'unité : ce sont des mots binaires compris entre 0 et 255 dans le cas par exemple de l'ADC10, qui code sur 8 bits.

Ce flot de données est appelé un «canal», et il faut lui donner un nom : ici, nous avons choisi tout simplement «ADC10». Naturellement, plusieurs canaux pourraient coexister dans le cas d'un ADC multivoies comme par exemple l'ADC11.

Extraction d'un rapport graphique

Parmi toutes les formes de «rapports» que PICOLOG peut extraire des données brutes enregistrées dans un fichier, la plus usuelle est sans aucun doute la courbe de variation en fonction du temps (ce que fournirait un «vrai» enregistreur papier).

C'est ce que nous avons prévu dans la partie inférieure de notre tableau.

Bien qu'il soit possible de graduer l'axe vertical dans le code binaire de l'ADC, il est infiniment plus intéressant d'opérer une conversion dans une unité représentative de la réalité : par exemple, 0 à +5 V.

Il faut donc définir un «paramètre», lui donner un nom (ici «VOLTS»), et indiquer à PICOLOG la loi mathématique reliant le «canal» à ce paramètre.

Dans notre cas, c'est très simple : la relation est linéaire (LINEAR), il n'y a pas d'offset (on a 0 en sortie de l'ADC pour 0 V en entrée), et la pente est de 5 V pour 255 bits de poids faible soit 0,01961 V/LSB si on effectue la division.

Reste maintenant à définir la présentation de la courbe «Y vs time graph» (**figure 2**), mais on pourrait tout aussi bien demander un tableau de valeurs, dont la **figure 3** fournit un échantillon.

On peut tout d'abord lui donner un nom, qui sera reproduit sur le papier sous la forme d'un titre, mais c'est parfaitement facultatif.

Il faut ensuite graduer les axes, en respectant les unités choisies lors des étapes précédentes.

En X, par exemple, il faut aller jusqu'à 60 000 si on veut visualiser une minute d'enregistrement avec une graduation en millisecondes : peu importe si on a effectué une mesure toutes les dix ou cent millisecondes.

En Y, c'est plus simple : il suffit en général de déclarer la valeur du paramètre correspondant à la pleine échelle de l'ADC.

Mais rien n'empêche de n'afficher qu'une partie de ce qui a été mesuré, en spécifiant un «min X» et un «max X» encadrant la zone intéressante. Il est théoriquement possible de faire de même pour l'axe des Y, mais on perd alors en résolution : il est bien préférable d'amplifier le signal avant l'ADC si son niveau n'atteint pas +5 V.

Bien entendu, il faut préciser le nom du paramètre à tracer (ici «parameter» sera VOLTS), nom qui peut fort bien différer de ce qui sera écrit en légende de l'axe des X («label», suivi entre parenthèses de «units»).

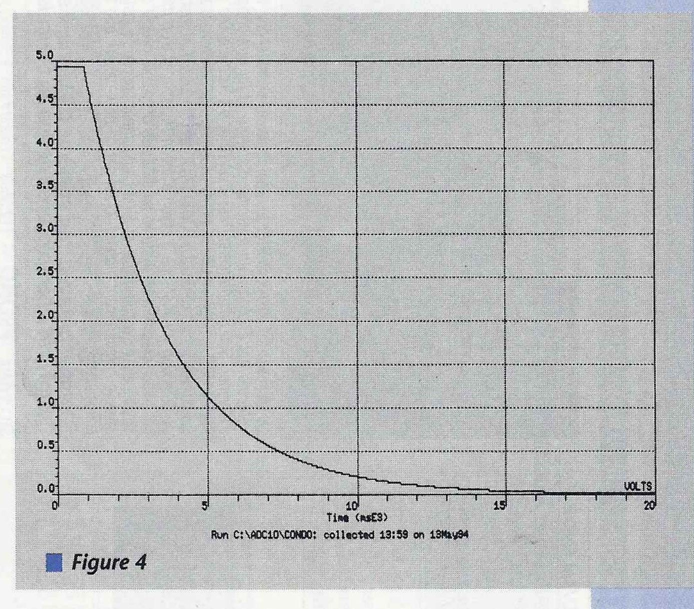


Figure 4

Après visualisation, et éventuellement modification de telle ou telle option d'affichage, on peut demander une impression sur papier. Les quelques exemples que nous reproduisons témoignent de la précision et de la lisibilité que l'on peut obtenir, même sur une simple imprimante à 9 aiguilles avec un ADC à 8 bits.

La **figure 4** a été réalisée en mode «basse résolution» et «paysage» (landscape), la **figure 5** en mode «haute résolution» et «portrait».

Précisons que cette belle exponentielle résulte de la décharge dans une résistance de 1 MΩ d'un condensateur de 10 µF chargé sous 5 V.

La figure 2, pour sa part, a été exportée sur disque en format «PCX» et reprise par PAINTBRUSH pour impression sous WINDOWS : on aurait pu tout aussi bien l'insérer dans un texte composé avec WRITE !

Patrick GUEULLE.

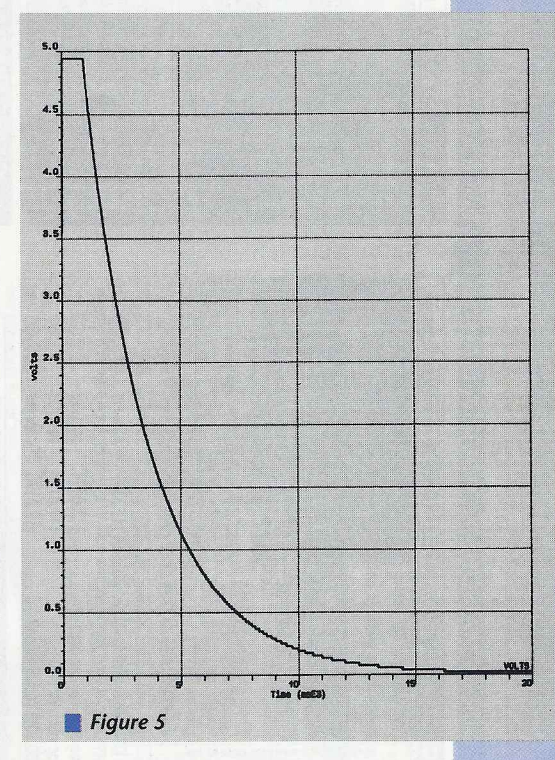


Figure 5

LE MESUREUR DE CHAMP TV 7830 SEFRAM



SEFRAM, marque française d'instrumentation issue de Schlumberger et sise à St Etienne, restait jusqu'à présent cantonnée dans l'instrumentation générale notamment avec une bonne gamme d'enregistreurs (potentiomètriques et à peignes thermiques), d'oscilloscopes entre 20 MHz et 500 MHz (numériques, mixtes et analogiques) et de compteurs-fréquencemètres. Depuis quelque temps SEFRAM a décidé d'élargir son cadre d'activités, toujours dans la mesure, aux appareils de test et de contrôle de vidéocommunications, que ce soit en hertzien, sur câble ou sur fibre.

Le premier appareil résultant de cette diversification est le mesureur de champ TV 7830, objet de nos propos, qui sera bientôt suivi par un oscilloscope et un analyseur vidéo et des produits de contrôle sur fibre optique. A l'heure où le câble et la réception TV satellite se développent (enfin!) mais où la diffusion hertzienne des programmes TV reste - sur notre territoire - prépondérante, le mesureur de champ TV devient l'outil de mesure et de contrôle de base de tout antenniste mais aussi des services techniques des diffuseurs et câble-opérateurs.
Pour répondre à la diversité des situations dans lesquelles cet appareil servira : cela va du contrôle sur les toits pour le pointage et la maintenance des antennes individuelles, à la mesure des niveaux dans les installations individuelles et collectives en passant par le laboratoire, un mesureur de champ doit présenter un encombrement et un poids réduits, une grande simplicité d'exploitation et bien sûr être autonome. Ces divers impératifs, pas toujours faciles à concilier, ont présidé à l'étude préalable à la conception du 7830, et SEFRAM est parvenu à d'excellents résultats. L'appareil, hors option, ne pèse que 5kg - batterie et imprimante comprises - ,dispose d'une autonomie de quatre heures avec sa batterie au plomb à électrolyte solide de 5Ah/12V et reste de dimensions réduites : 210 x 185 x 255 mm³.
On accède aux fonctions courantes par une seule touche, toutes les entrées-sorties s'effectuent sur le panneau latéral droit alors que toutes les commandes et l'affichage sont regroupés sur le panneau frontal. On peut dès lors, le 7830 étant inséré dans sa sacoche, procéder aux mesures appareil tenu en bandoulière autour du cou et conserver les mains libres. Très pratique.
Le panneau avant est recouvert d'un matériau type Lexan supportant la sérigraphie. Toutes les touches de fonctions en sont recouvertes. Seuls les boutons des potentiomètres de réglage de niveau sonore, de contraste, luminosité et de couleur de l'afficheur sont en saillie. De la sorte le 7830 est bien protégé du ruissellement et des projections, utilisation en extérieur oblige. Le coffret est robuste et renforcé par des longerons externes en caoutchouc dur.
Pour satisfaire aux critères de consommation et de poids, SEFRAM a confié l'affichage à un écran à cristaux liquides plutôt qu'à un tube cathodique. Ce dernier, du type LCD couleur à matrice active (TFT) de transistors en couche mince, de 10cm de diagonale, offre une résolution de 234 (V) x 479 (H) pixels, qui assure une lisibilité très correcte sous des incidences normales. A lui seul, l'afficheur représente une part non négligeable du coût global de l'appareil.
Le 7830 est aussi doté d'une imprimante à impact de 57mm de laize sur laquelle en fonction mesure et plan de mesures, un relevé automatique horodaté et renseigné peut être inscrit avec mention du franchissement de seuils (gabarit) préétablis. Ceci permet donc



de conserver une trace écrite des campagnes de mesures sur site. Dans d'autres cas d'utilisation, on pourra, via l'interface 232 configurable, transférer mesures et paramètres ou commander entièrement l'appareil vers ou à partir d'un PC ou compatible.
Comme nous l'avons déjà mentionné, outre le connecteur RS232 DB9 broches, le panneau latéral droit supporte tous les raccordements, à savoir :
- L'entrée antenne BNC 75 Ohms. L'entrée tuner BIS satellite (option)
- Une entrée voltmètre continu 0-48V sur douilles banane
- L'entrée 15V sur jack de l'alimentation, chargeur externe 15V/2,5A (fourni en standard)
- Une embase péritel (programmable) pour entrer ou sortir un signal vidéo et le son.

On peut d'ailleurs travailler en insertion ce qui permet d'adjoindre divers décodeurs externes (désembrouilleurs ou décodeurs teletexte). On pourra utiliser cette fonctionnalité pour visualiser le signal vidéo en bande de base, ce que ne permet pas le 7830 contrairement à d'autres analyseurs panoramiques ou encore attaquer un moniteur externe au cas où l'afficheur LCD s'avérerait trop petit.
- Une prise casque (jack 3,5mm) si l'on souhaite s'affranchir du haut-parleur interne.
- Enfin le poussoir Marche/Arrêt général. Signalons que selon les options choisies les adaptateurs BNC/IEC ou F sont fournis.

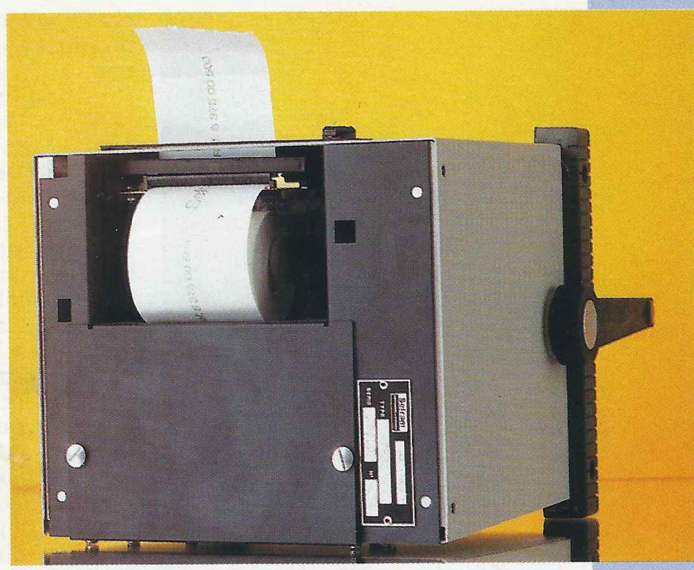
```
-------------------------

     PLAN DE MESURES
  Du 17/08/94 à 12 h 14

  Plan de mesures  no 1
       Seuils  no 1
  64 dBuV<mesure< 78 dBuV

   Cn  dBuV      Programme
 -------------------------
 < 15  20.0
   22  73.3    2 FRANCE 2
   28  76.4    3 FRANCE 3
 < 30  20.9    5 ARTE
   33  77.0    6 M 6
   25  69.1    1 TF1
```

Figure 1 : édition d'un ticket en mode plan de mesures. On remarque les balises correspondant aux dépassements des seuils.



L'accès à l'imprimante sur le panneau arrière.

Voyons maintenant les fonctionnalités offertes et les caractéristiques : le 7830 peut être utilisé en mode mesure (niveau d'une porteuse à une fréquence choisie), analyse spectrale, ou affichage TV.
Les modes sont commutés directement via une touche de fonction du bloc situé en bas et à gauche du panneau de commandes.
En mode mesure on affecte au numéro de canal ou à la fréquence (plan des fréquences entré en mémoire en usine mais qui peut-être modifié) un nom de programme et un standard. Ces paramètres seront conservés en mémoire tant qu'on ne les modifiera pas. De la sorte, l'appareil, lorsqu'on sélectionne une fréquence ou un canal, très facilement à l'aide des touches de direction (pavé nord-sud-est-ouest) et du vernier rotatif, indiquera automatiquement le nom du programme associé, le standard, et connaîtra par conséquent l'écart entre porteuses son et image, le type de modulation son et la polarité vidéo.
Ainsi on peut directement choisir de mesurer le niveau de porteuse modulée image ou son ou image et son et, si on le souhaite, sortir les résultats via l'imprimante qui documentera le lieu, l'heure, la date et éventuellement l'opérateur. La mesure est effectuée en crête dans ce cas, (contrairement au mode analyseur de spectre).
On peut par ailleurs, toujours dans ce mode, enclencher ou non le CAF (Contrôle Automatique de Fréquence) actif sur trois pas de synthèse soit 187,5kHz (le pas valant 62,5kHz comme à l'accoutumée sur les tuners VHF-UHF). Pour changer une programmation, il suffit de sélectionner le pavé mémorisation - qui comme pour toute sélection est surligné dans une couleur différente, le vert - et d'appuyer après changement de paramètre sur la touche «valid». Cette procédure reste valable à chaque fois qu'il s'agit de modifier une valeur ou une commande dans un menu.
Le plan de fréquences initial, 99 canaux, peut être modifié ou vérifié dans le menu «config», ainsi que certaines fonctions auxiliaires telles que le pointage auditif : la fréquence des bips augmente avec le niveau en dBµV, l'état de charge de la batterie, l'heure et la date, la configuration (vitesse,parité) du port RS232, les seuils de tolérance (gabarit) qui seront affectés aux différents plans de mesures programmés (quatre de 32 canaux), la programmation de la prise péritel en entrée ou sortie, l'inhibition de l'écran au bout de 5mn d'inaction ou non, le message annexe qui sera imprimé sur les tickets de mesure, le passage en mode voltmètre 0-48V.
La touche option ne sert que lorsque ces dernières sont implantées, c'est à dire en bande BIS (950-2050MHz) avec ou sans l'option D2MAC. Dans ce cas par le biais du menu option on entrera, comme dans le menu mesure, les caractéristiques des canaux programmés, le choix des sous-porteuses son, et de la

Spécifications techniques

Autonomie :	4 heures typique, indication de l'autonomie en % (bargraph)
Gamme de fréquence :	50 MHz à 865 MHz, résolution 62,5 kHz Option SAT 950 MHz à 2000 MHz résolution 125 MHz
Dynamique de mesure :	de 30 dBµV à 110 dBµV
Précision de mesure : de 50 à 865 MHz :	+/-2,5 dB de 40 à 80 dBµV sans atténuateur +/-3,5 dB de 30 à 40 dBµV sans atténuateur +/-3,5 dB de 60 à 110 dBµV sans atténuateur
Mesure de niveau :	Mesure image ou son (décalage 6,5-5,5-4,5 MHz selon standard) Mesure crête (niveau du blanc, modulation positive) tension max admissible : 50V
Alimentation et recharge :	par convertisseur externe - entrée 198 à 264V - 50/60 Hz - sortie 15V sur prise jack : 70 mA (en standard)
Fonction voltmètre :	0 à 48V précision 0,5% pleinne échelle Tension max admissible : 100V
Écran :	4 pouces couleurs à matrice active 479/234 points
Standarts visualisés :	SECAM LL' - PAL BG DK-NTSC M-D2MAC (option)
Affichage et impression de la date, l'heure et d'un message de 24 caractères	
Imprimante :	à impact 24 colonnes
Dimensions :	L : 210mm, H : 185mm, P : 255mm protections incluses
Masse :	5 kg avec batterie rouleau de papier et housse
Conformité EMI :	EN 55022 (VDE 871B)
Température d'utilisation :	0 à 40°C
Température de stockage :	-20 à 60°C



Les différentes entrées-sorties du panneau latéral droit.

préaccentuation (50µs ou J17), le standard (SECAM ou PAL), la largeur de bande FI (27 ou 36MHz), etc.
De la même façon tout sera automatiquement rappelé lors d'une mesure sur un canal préprogrammé. En D2MAC on peut en outre, s'agissant d'un multiplex temporel de données compressées numériques ou analogiques, mesurer le taux d'erreurs de transmission sur les données numériques en duobinaire (données+son). La séquence d'analyse pourra dans ce cas durer plusieurs dizaines de secondes pour des taux d'erreurs avoisinant 10E-6 (une erreur par million de bits de données).
En mode mesure SAT, on peut, pour définir un canal, indifféremment entrer la fréquence réelle ou bien celle transposée en bande BIS après changement de fréquence du LNB. Ce dernier pourra être alimenté à partir de l'appareil (position interne), par une source continue programmable entre 13 et 18V superposée au signal antenne. Dans tous les cas, l'appui sur la touche «TV» donne accès à l'image et au son transmis, et l'appui sur la touche «Spectre» au balayage spectral, soit de la bande complète d'analyse, soit de la bande réduite dans un facteur de 2 à 64 (par puissance de deux), la raie sélectionnée à l'aide du marqueur (par le vernier rotatif) apparaît en rouge et le reste du spectre en vert, alors que le niveau et fréquence pointée (marqueur) apparaissent en haut de l'écran. Les facteurs d'expansion aussi bien horizontaux (fréquence) que verticaux (niveau en dBµV) sont sélectionnés à l'aide des touches de direction. Enfin le mode «Plan» permet d'entrer les paramètres (canaux, fréquences, choix des porteuses image+son ou son) de 32 canaux sur quatre plans de mesure et de pouvoir, par simple rappel d'un plan, effectuer des relevés rapides sur site.
On peut comme nous l'avons déjà signalé, sélectionner en outre des seuils bas et haut déterminant un gabarit de mesure. Lors d'une mesure dans un plan, les symboles <ou> précéderont les canaux dont le niveau sort du gabarit préétabli, ce, tant à l'écran que sur le ticket de mesures. C'est très pratique pour une vue globale et rapide d'un relevé correspondant à un site donné.
Aussi bien en VHF-UHF qu'en bande BIS, un atténuateur 20dB, commutable manuellement ou automatiquement peut être mis en service. Il le sera automatiquement pour des niveaux supérieurs à 90µV en VHF-UHF et 75µV en bande BIS, évitant ainsi toute saturation des étages d'entrée. Bien entendu la mesure affichée en tient compte et les données affichées sur le bargraph de niveau correspondent donc au niveau réel. Ce dernier, couvrant une plage de 20dBµV, se recentre d'ailleurs automatiquement lors d'un dépassement. Ceci nous donne une dynamique de mesure de 30 à 110dBµV en VHF-UHF et 45 à 95 dBµV en bande BIS.
Avec une précision moyenne de ±3dB sur cette plage, le 7830 répond à tous les besoins courants.

Conclusion :

Le 7830 est manifestement un appareil qui a été bien pensé et bien réalisé. Il répond aux impératifs de cette catégorie de matériel, s'avère d'une manipulation extrêmement aisée et reste d'un prix très compétitif, toutes options incluses. Il n'est pas étonnant que, depuis son introduction voici près d'un an, il ait déjà connu un vif succès, qui, nous n'en doutons pas, ne se démentira pas.

Prix du 7830 : 23500 F HT (avec sacoche et accessoires)
option SAT seule : 4000 F HT.
option D2MAC seule : 4000 F HT.
option SAT+D2MAC : 6100 F HT.

C.D.

LE GAL22V10 TÉLÉCHARGEABLE DE LATTICE

Le GAL22V10 est sans doute le plus populaire des réseaux logiques programmables après les PAL à 20 broches bien connus de nos lecteurs.



Inventeur du concept GAL, LATTICE crée aujourd'hui l'évènement en intégrant carrément le programmateur à l'intérieur même du composant ! Instantanément téléchargeable par un simple bus à quatre fils, l'ispGAL22V10 peut aussi bien être reprogrammé «en circuit» que servir de base à un système de développement et de prototypage extrêmement simple et économique.

Quelques mots sur le GAL22V10

Bien que le terme GAL (Generic Array Logic) soit une marque déposée de LATTICE, il est depuis longtemps utilisé par d'autres fabricants qui, comme NS, en produisent également.
Certains préfèrent lui inventer un synonyme, par exemple AMD avec sa famille PALCE.
Le principe GAL est en fait une variante de l'architecture PAL (réseau programmable de portes ET suivi d'un réseau fixe de portes OU), dans laquelle les étages de sortie sont eux-mêmes programmables.
Ainsi, là où on trouve une bascule ou un tampon dans un PAL comme le 16R6, par exemple, un GAL est muni d'une «macrocellule» pouvant indifféremment être programmée en bascule ou en tampon, à sortie directe ou inversée.
C'est évidemment beaucoup plus souple, et à raison de dix macrocellules pour 22 entrées possibles, le GAL22V10 est capable de résoudre à lui seul des problèmes logiques déjà conséquents (sa densité atteint l'équivalent de 500 portes).
Le schéma de la **figure 1** détaille l'organisation de la matrice programmable commune à toutes les macrocellules, tandis que la **figure 2** montre les quatre configurations possibles pour chaque macrocellule.
Extraits du manuel du compilateur logique PROLOGIC diffusé par TEXAS INSTRUMENTS et disponibles en téléchargement (LATTICE ne fournissant pas de compilateur pour 22V10), ces deux documents fournissent les noms des signaux qu'il faudra utiliser pour lui préparer un fichier-source à partir d'équations booléennes, de tables de vérité, ou de diagrammes d'état.
La configuration de chaque macrocellule selon l'un ou l'autre des schémas possibles découle automatiquement de l'utilisation des noms de signaux qui lui correspondent (pin 23.d =, pin 23 =, ou ! pin23 =), et d'une déclaration de polarité dans le cas d'une bascule (pin 23 = q ; ou ! pin 23 = q ;).
On sait qu'à l'issue de la compilation d'un code-source parfaitement au point, PROLOGIC fournit un «fichier JEDEC», liste normalisée des «fusibles» à détruire ou à laisser intacts dans la matrice d'interconnexion et les macrocellules du GAL.
Habituellement, ce fichier est exploité par un programmateur relié à un PC, qui se charge de «brûler» le bon schéma dans le silicium puis de le vérifier. Tout l'intérêt de l'ispGAL22V10 de LATTICE est de pouvoir se passer de

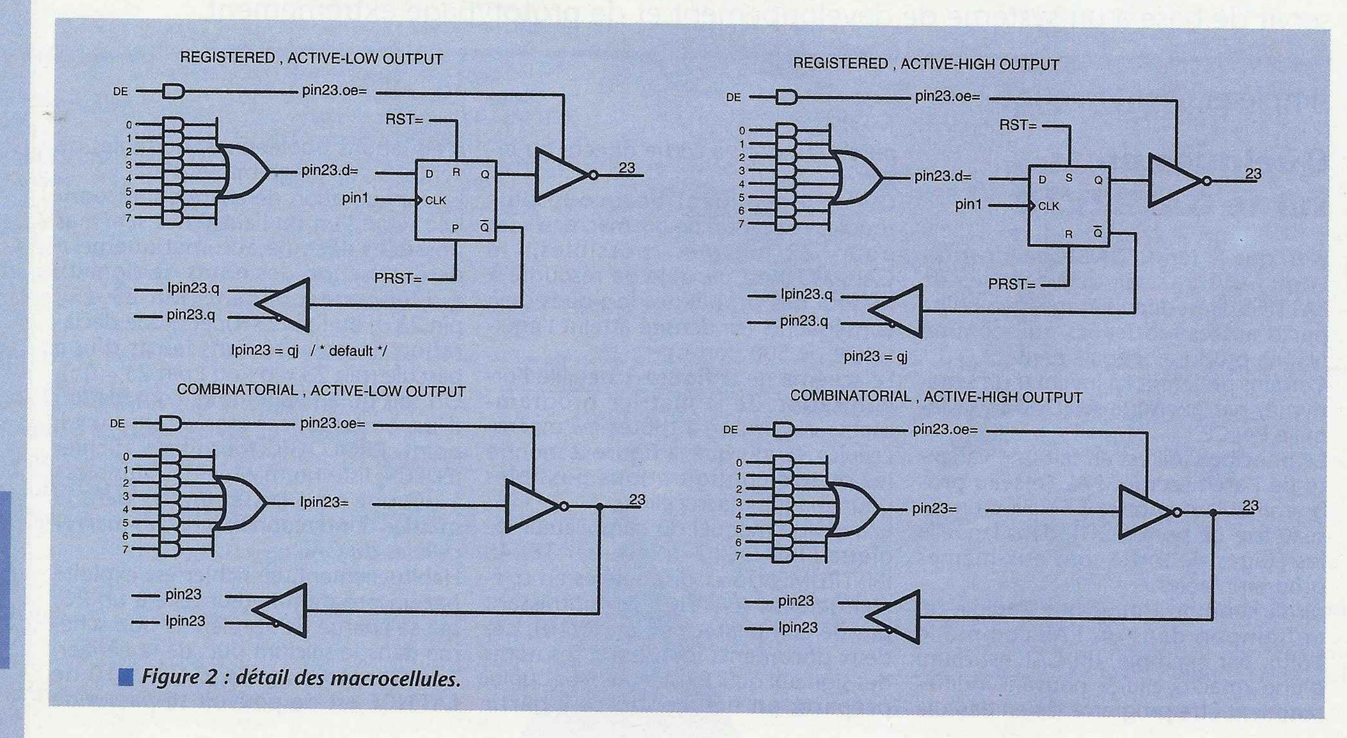


■ *Figure 1 : architecture.*

programmateur, pour se contenter d'un circuit d'interface extrêmement simple branché sur un port parallèle du PC.

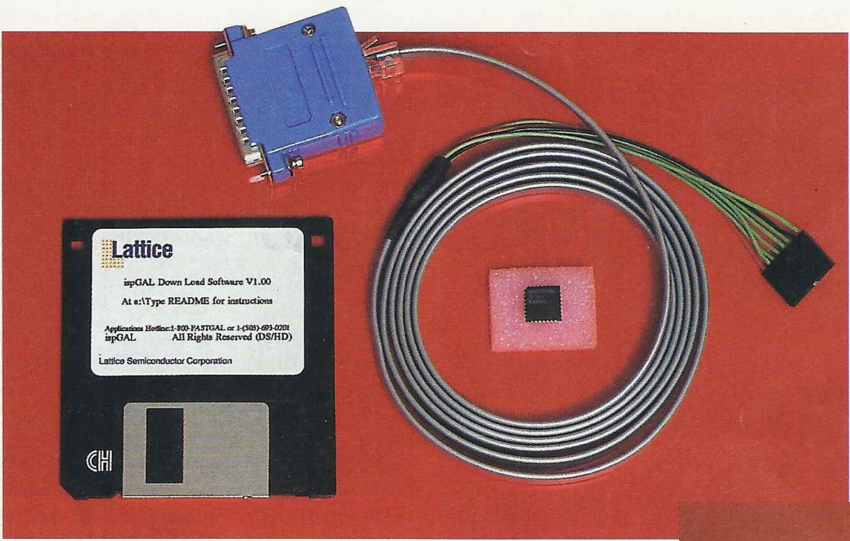
Un GAL22V10 «téléchargeable»

Pourquoi parler de téléchargement et non de programmation dans le cas de l'ispGAL22V10 ?
Tout simplement parce qu'un processus normal de programmation de composants fait appel à l'application de tensions inhabituelles, pendant des durées parfaitement calibrées, sur un grand nombre de broches tour à tour. A l'inverse, un «téléchargement» consistera tout simplement en un dialogue série entre le composant et le PC, sur un nombre très limité de fils et sous une tension de 5 volts. Tout le processus délicat se déroulera alors automatiquement, à l'intérieur même du composant, de façon complètement «transparente» pour l'opérateur.
Alors que les programmateurs classiques agissent sur les broches «normales» du composant, le téléchargement peut se faire par l'intermédiaire de broches exclusivement réservées à cet usage : il devient donc possible de programmer ou reprogrammer le composant à l'intérieur même de son circuit utilisateur, celui-ci restant d'ailleurs sous tension ! LATTICE appelle cela «In System Programmability», d'où la dénomination «isp» de cette famille de composants.
Mais contrairement aux composants téléchargeables basés sur une mémoire RAM, l'ispGAL22V10 conserve sa programmation jusqu'à ce qu'on l'efface volontairement. Une fois programmé, c'est un 22V10 comme les autres (disponible en versions 7,5 à 15 ns) qui peut si nécessaire être débroché ou changé de carte sans perdre le «schéma» qu'il contient. C'est particulièrement intéressant pour le développement de prototypes...



■ *Figure 2 : détail des macrocellules.*





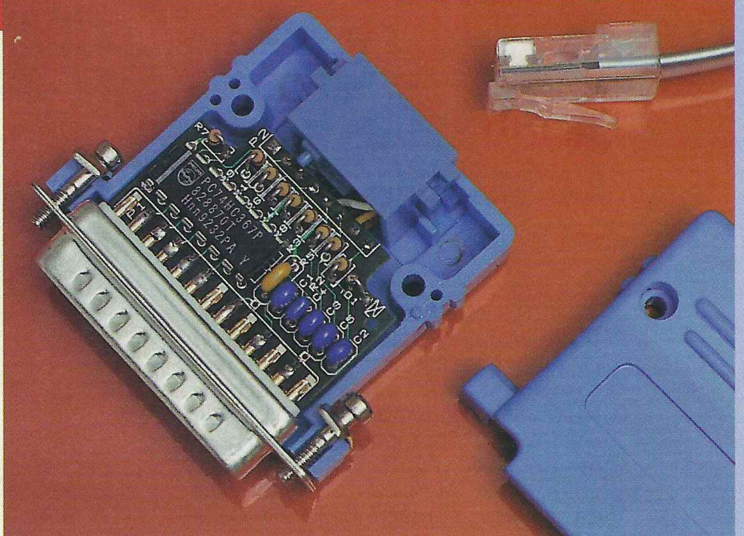
■ *Le nécessaire de téléchargement pour l'ispGAL22V10.*

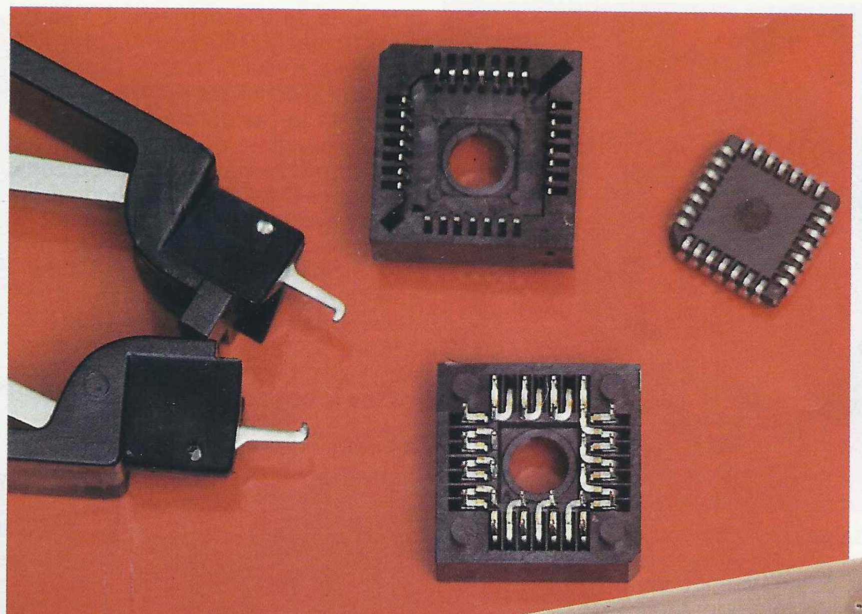
Mais comment ajouter des broches de téléchargement à un 22V10 tout en maintenant une compatibilité «pin pour pin» avec les modèles ordinaires ?
Eh bien tout simplement en se limitant à la présentation en boîtier PLCC à 28 broches, dans laquelle quatre contacts sont précisément inutilisés !
Cela conduit au brochage de la **figure 3**, sur lequel apparaissent les lignes de téléchargement SDO, SDI, MODE, et SCLK. Bien entendu, cette astuce serait inapplicable au boîtier DIP à 24 broches dans lequel on conditionne aussi les GAL22V10, mais il n'est pas interdit d'utiliser un adaptateur.

Le nécessaire de téléchargement

L'équipement nécessaire à la mise en oeuvre de l'ispGAL22V10 est particulièrement simple : un câble de raccordement et du logiciel.
Bien que le data-book LATTICE contienne tout le détail du protocole de téléchargement à partir d'un fichier JEDEC issu du premier compilateur venu, il n'est vraiment intéressant d'écrire ses propres logiciels que dans le cas où c'est le système «hôte» lui-même qui doit pouvoir reprogrammer le GAL (une bibliothèque en langage C est disponible pour faciliter ce travail de programmation).
Pour programmer simplement des 22V10 à partir d'un PC, il est tout indiqué de se procurer les utilitaires DOS développés à cet effet par LATTICE. Notons toutefois qu'ils ne fonctionnent pas sur les «vieux» PC à 8088 ou à 8086 et qu'ils n'en sont qu'à leur ver-

■ *Ce qui se cache dans l'adaptateur DB25.*



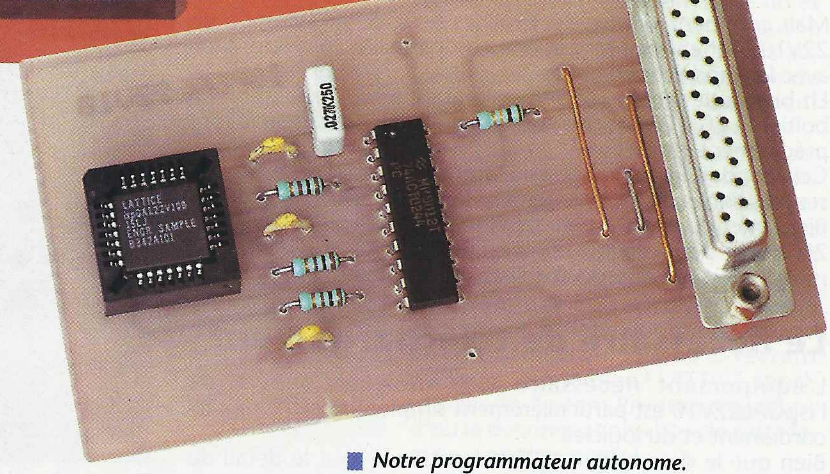


Le nécessaire pour «se mettre aux PLCC» : des supports et une pince d'extraction.

Figure 3 : ispGAL22V10 PLCC vu de dessus — broches : 4 –, 3 –, 2 I/CLK, 1 SCLK, 28 VCC, 27 I/O/Q, 26 I/O/Q ; 5, 6, 7, 8 MODE, 9, 10, 11 ; 25 I/O/Q, 24 I/O/Q, 23 I/O/Q, 22 S/O/Q, 21 I/O/Q, 20 I/O/Q, 19 I/O/Q ; 12 –, 13 –, 14 GND, 15 SDI, 16 –, 17 I/O/Q, 18 I/O/Q.

sion 1.0 : ils évolueront sans doute encore !

Ces logiciels sont inclus dans un «STARTER KIT» vendu à un prix très attractif et qui, outre toute une série de disquettes, réunit des cordons de raccordement au PC et un jeu d'échantillons de composants «isp». En plus de l'ispGAL22V10, on pourra ainsi expérimenter avec d'autres références au moins aussi intéressantes, auxquelles est d'ailleurs consacré l'essentiel de la très volumineuse documentation que



Notre programmateur autonome.

contient le kit : nous pourrions bien y revenir sous peu...
Le principe des opérations est le suivant :
- transcodage du fichier JEDEC dans un format spécifique «ISP» avec l'utilitaire JEDTOISP.EXE (**figure 4**) ;
- effacement, programmation, vérification, et éventuellement verrouillage du 22V10 à partir du fichier «ISP» avec l'utilitaire I22-PROG.EXE (**figures 5 et 6**).
Eventuellement, il est possible de relire un ispGAL22V10 programmé et non verrouillé (mais évidemment pas un 22V10 ordinaire) pour en extraire un fichier JEDEC. Il faut alors procéder comme suit :
- lire le 22V10 avec l'utilitaire I22-READ.EXE (**figures 7 et 8**), ce qui fournira un fichier en format «ISP». Cela peut d'ailleurs suffire pour exécuter une simple duplication ;
- convertir le fichier «ISP» en fichier JEDEC avec l'utilitaire ISPTOJED.EXE (**figure 9**).
En règle générale, le fichier JEDEC ainsi obtenu pourra devoir être modifié avec un éditeur de texte si on souhaite s'en servir pour programmer un 22V10 ordinaire. En effet, l'ispGAL22V10 possède des fusibles supplémentaires, utilisables notamment pour enregistrer un code d'identification.
On s'en rend compte en comparant, par exemple, le fichier JEDEC d'essai de la **figure 10**, produit par PROLOGIC pour n'importe quel 22V10 (5828 fusibles), et celui de la **figure 11** obtenu en relisant l'ispGAL22V10 après programmation (5892 fusibles).
Sur le plan matériel, les cordons de téléchargement fournis dans le STARTER KIT sont munis d'un jack modulaire à huit contacts (RJ-45), qu'il faut raccorder au port LPT1 : du PC par un adaptateur DB25 fourni.
Notons que cet adaptateur contient un peu d'électronique, dont la **figure 12** révèle le principe à l'aide d'un schéma simplifié. Son rôle principal est de «bufferiser» les lignes de données, et on doit l'alimenter en +5 V à partir de la carte accueillant le 22V10.
L'autre extrémité du premier câble est munie du même jack modulaire, le second cordon étant équipé d'un connecteur AMP au pas de 2,54 mm. Dans les deux cas, le raccordement au 22V10 est laissé aux bons soins de l'utilisateur, qui est censé prévoir la prise ad-hoc sur sa carte d'application.
Rien n'est prévu dans cette connectique dont la **figure 13** résume les caractéristiques, pour la programmation hors-carte de 22V10 à des fins de développement. Mais nous allons y remédier de ce pas !

Un adaptateur pour PLCC28

Le problème posé consiste à relier à un support PLCC28 dont le brochage correspond au plan de la **figure 14**, d'une part six des broches de la fiche AMP du cordon de téléchargement, et d'autre part une alimentation 5 volts.
C'est dans ce but qu'a été dessiné le petit circuit imprimé de la **figure 15**, qu'il faut équiper selon la **figure 16**. Le connecteur sera réalisé à partir d'un

```
B:\JEDTOISP.EXE: version 1.0 -- ISP22V10 Jedec to ISP Conversion

 Conversion Complete
```

Figure 4

```
C:\LATTICE\I22_PROG.EXE Version 1.0 -- ISP22V10 Program

Usage: C:\LATTICE\I22_PROG.EXE isp_filename [port_# (0|1|2)] [s (secure
```

Figure 5

```
B:\I22_PROG.EXE Version 1.0 -- ISP22V10 Program


Programming.... Please wait.

Erased...
Programming
Programming Complete
Verifying.... Please wait.

 Device programmed and verified!
```

Figure 6

```
C:\LATTICE\I22_READ.EXE: version 1.0 -- ISP22V10 Read

Usage: I22_read isp_filename
```

Figure 7

```
B:\I22_READ.EXE: version 1.0 -- ISP22V10 Read

Device type: isp22v10

UES:

ispStream written to output file lect.isp
```

Figure 8

```
B:\ISPTOJED.EXE: version 1.0 -- ISP22V10 ISP to JEDEC Conversion

 Conversion Complete
```

Figure 9

```
proLogic Compiler
Texas Instruments V1.97
Copyright (C) 1989 INLAB, Inc.


p22v10 revision 89.4.6

*N_csidp22v10
*QP24
*QF5828
*F0
*L0044 11111111111111111111111111111111111111111111
*L0088 11110111111111111111111111111111111111111111
*C0AE5
*♥3BB5
```

Figure 10

```
JEDEC file for isp22v10, created on Fri Apr 08 14:35:55 1994

*F0 *G0
*QP28 *QF5892

*L00000 00000000000000000000000000000000000000000000
*L00044 11111111111111111111111111111111111111111111
*L00088 11110111111111111111111111111111111111111111
*L00132 00000000000000000000000000000000000000000000

              (...)

*L05764 00000000000000000000000000000000000000000000
*N Architechure Shift Register
*L05808 00000000000000000000
*N UES
*L05828 0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
*C0AE5
*♥0000
```

Figure 11

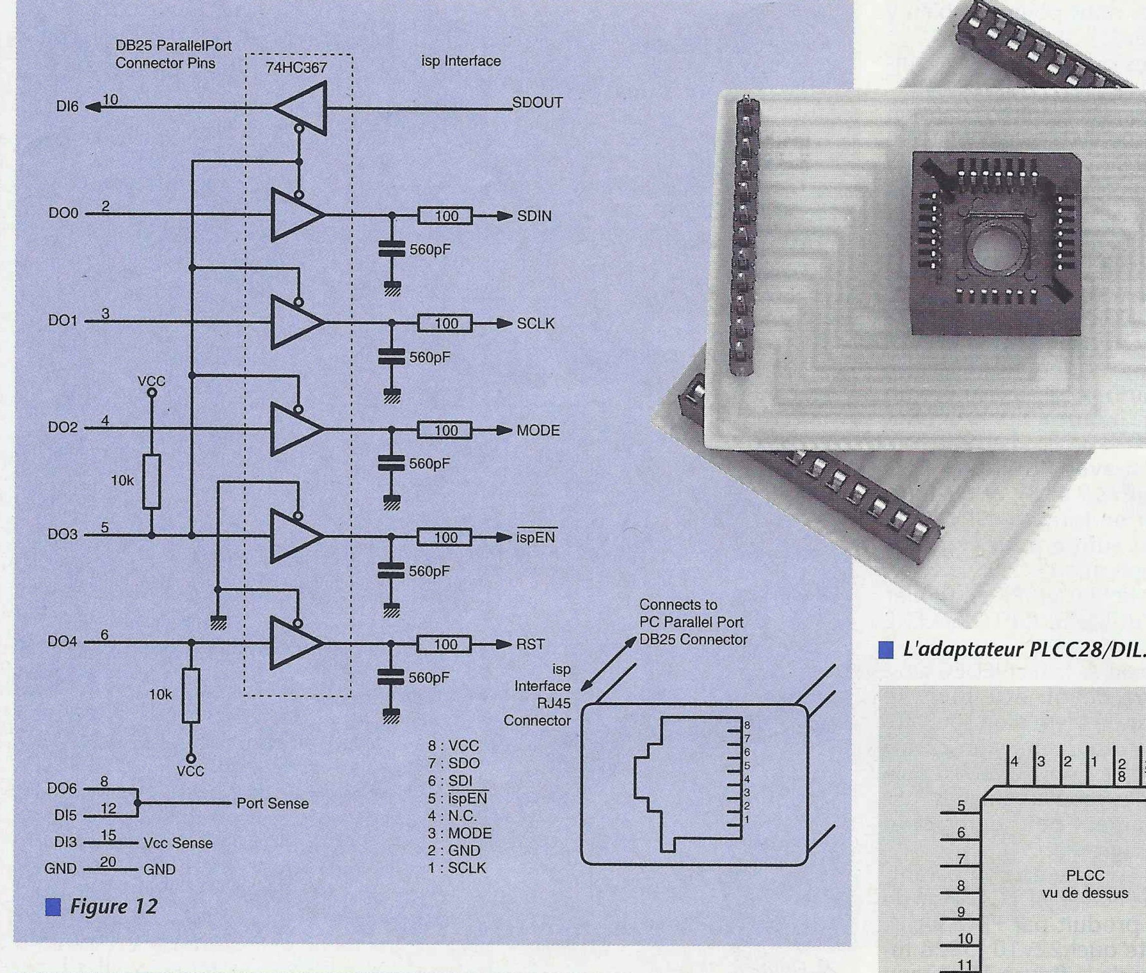


Figure 12

L'adaptateur PLCC28/DIL.

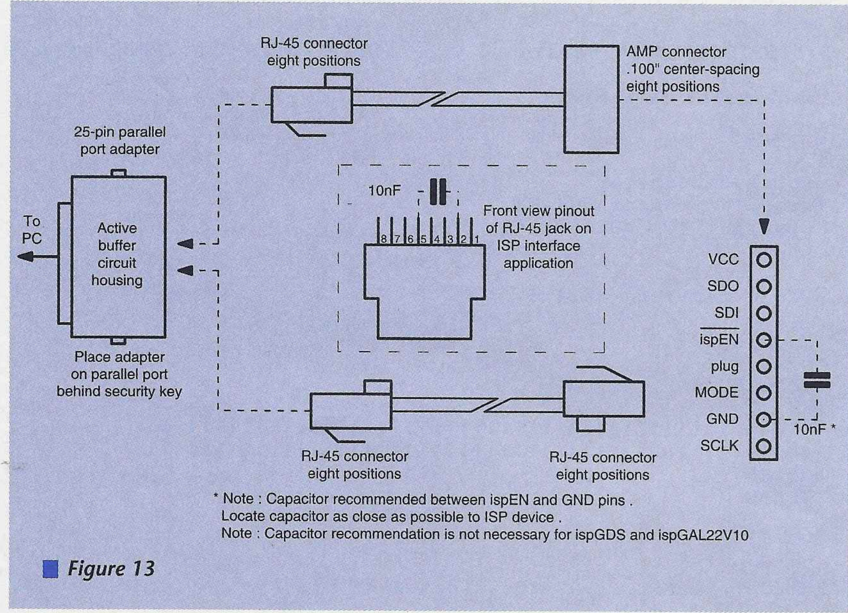


Figure 13

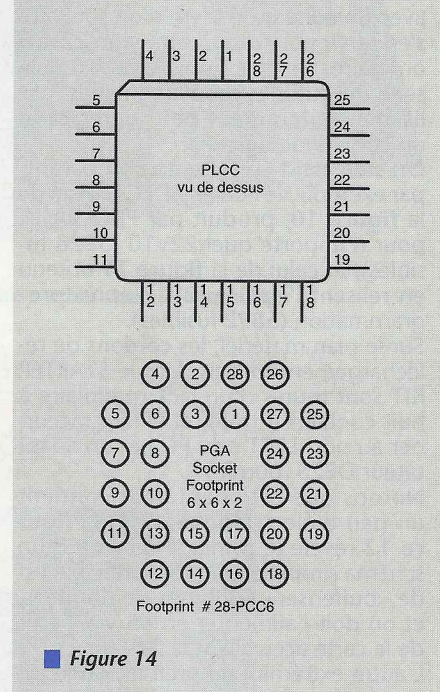


Figure 14

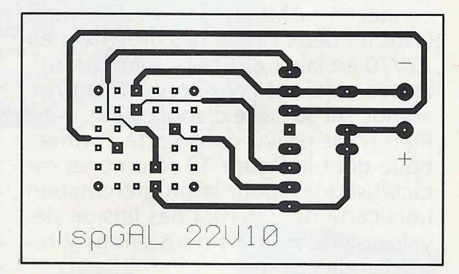
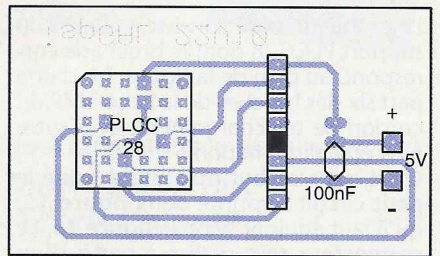


Figure 15

Figure 16



morceau de barrette sécable à picots carrés, dont l'un sera arraché ou coupé en regard du détrompeur de la fiche équipant le cordon.

Un programmateur autonome

Plutôt que d'utiliser les cordons du «starter kit», on pourra préférer construire de toute pièce un petit programmateur se raccordant directement sur le port parallèle du PC. Ce sera notamment une bonne solution pour ceux de nos lecteurs qui souhaiteraient écrire eux-mêmes leurs logiciels de programmation.

Le schéma de la **figure 17** est évidemment inspiré de celui préconisé par LATTICE, mais sa réalisation fait appel à un circuit intégré plus courant.

Le circuit imprimé de la **figure 18** réunit l'ensemble du matériel nécessaire, ce qui réduit au strict minimum la longueur des connexions.

Après câblage selon la **figure 19** (sans oublier les trois straps !), il suffira de relier la carte à une alimentation 5 volts (par exemple une prise «joystick» du PC), et à un très court cordon DB25 double mâle (dit «changeur de genre») assurant une liaison souple avec le port parallèle LPT1 : du même PC.



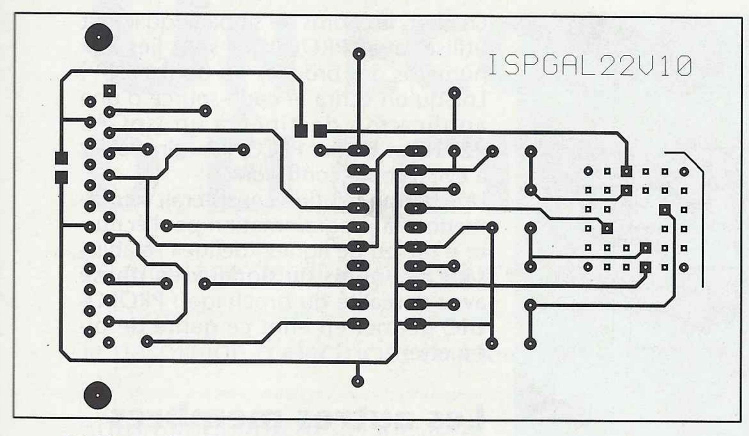


Figure 18 : CI programmateur.

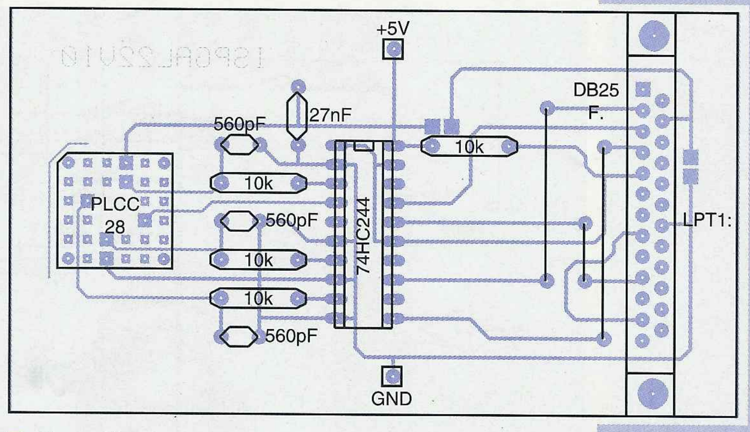


Figure 19

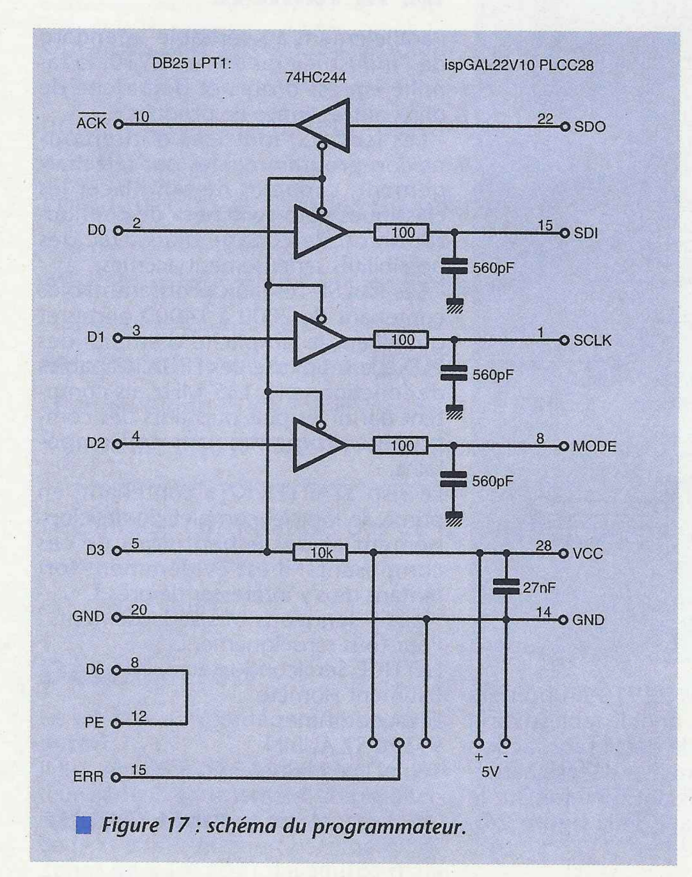


Figure 17 : schéma du programmateur.

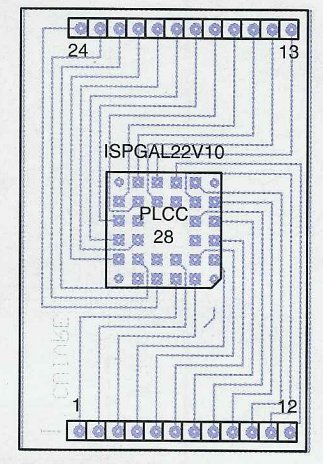


Figure 20

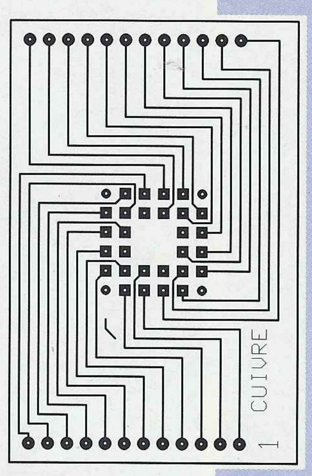
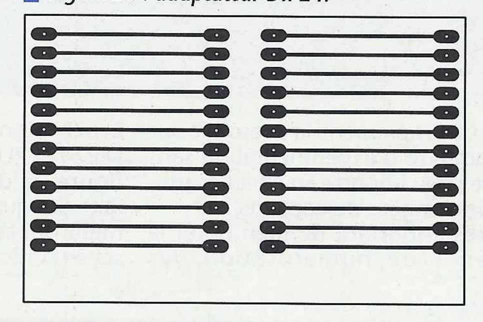


Figure 21 : adaptateur PLCC28

Figure 22 : adaptateur DIP24.



broche DIP 24	broche PLCC 28	fonction
1	2	entrée/horloge
2	3	entrée
3	4	entrée
4	5	entrée
5	6	entrée
6	7	entrée
7	9	entrée
8	10	entrée
9	11	entrée
10	12	entrée
11	13	entrée
12	14	GMD
13	16	entrée
14	17	entrée/sortie
15	18	entrée/sortie
16	19	entrée/sortie
17	20	entrée/sortie
18	21	entrée/sortie
19	23	entrée/sortie
20	24	entrée/sortie
21	25	entrée/sortie
22	26	entrée/sortie
23	27	entrée/sortie
24	28	VCC

Figure 23 : correspondance des broches PLCC-DIP.

Bien entendu, l'exploitation de ce programmateur est strictement identique à celle du cordon de téléchargement.

Un adaptateur DIP 24

Il peut arriver que l'on mette au point sur un ispGAL22V10 un schéma qui sera en fin de compte réalisé avec un 22V10 en boîtier DIP, ou qu'on estime au contraire peu pratique de câbler une maquette de table avec un PLCC.
Dans les deux cas, le petit adaptateur de la **figure 20** pourra rendre service.
Il se compose de deux circuits imprimés de même taille :
Le premier (**figure 21**) porte un support PLCC28 et deux rangées de picots au pas de 2,54 mm, correspondant au brochage d'un boîtier DIP24 mais plus écartées.
Le second (**figure 22**) est muni à l'extérieur de deux barrettes de 12 contacts découpées dans un support de DIP24, et à l'intérieur de deux rangées de 12 picots longs épousant cette fois le brochage du boîtier DIP24 «étroit» dans lequel sont présentés les 22V10 courants.
Les deux cartes sont prévues pour être empilées l'une au dessus de l'autre, mais on peut aussi enfi-



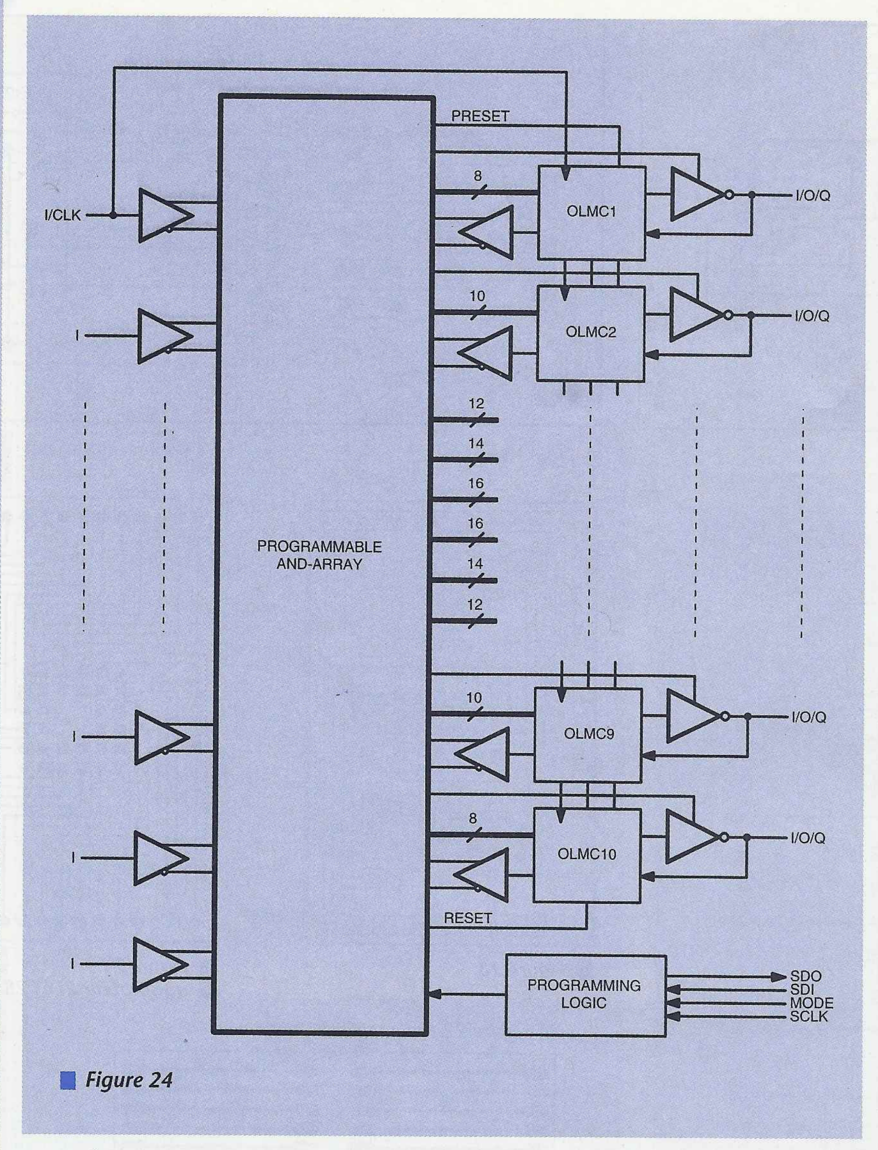


Figure 24

cher tout simplement la première sur une plaquette d'expérimentation sans soudure : peu importe en effet l'écartement des rangées de contacts !
Il est très important de bien noter la différence de numérotation des broches entre les 22V10 en boîtiers DIP24 et PLCC28, dont le tableau de la **figure 23** donne le détail (abstraction faite des quatre broches de téléchargement qui apparaissent toutefois sur le schéma récapitulatif de la **figure 24**).
En effet, les noms de signaux qu'il faut utiliser avec PROLOGIC sont liés aux numéros des broches du boîtier DIP ! Lorsqu'on écrira le code-source d'une application destinée à un ispGAL 22V10 en boîtier PLCC, il faudra veiller à éviter toute confusion.
Une bonne solution consisterait à commencer la programmation par l'écriture d'un jeu de lignes «define» rétablissant des noms de signaux en phase avec la réalité du brochage : PROLOGIC permet en effet ce genre de pirouette.

Les autres membres de la famille

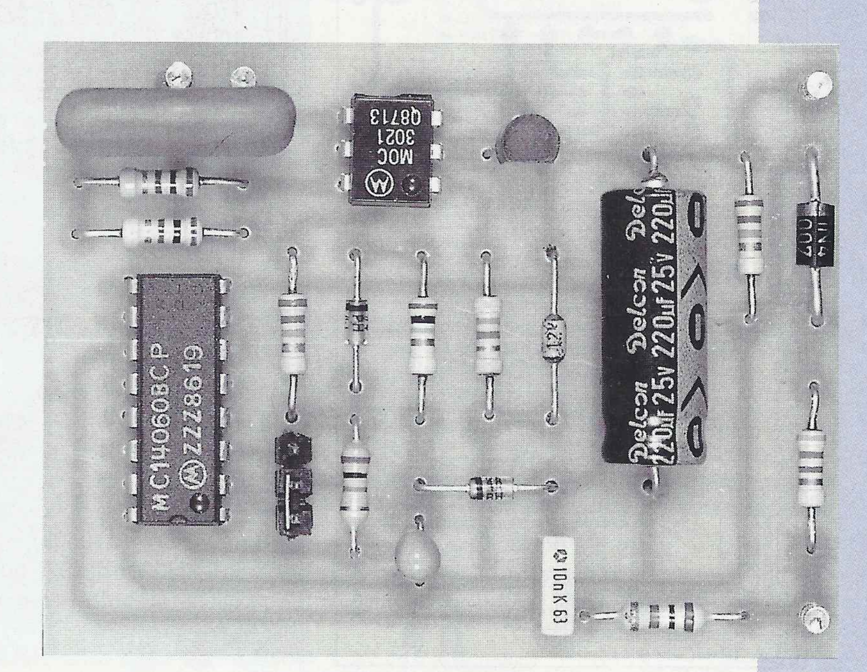
Parallèlement au véritable «standard de l'industrie» qu'est le 22V10, la famille isp est d'ores et déjà riche de deux autres lignes de produits :
- Les ispGDS, matrices d'interconnexion programmables par téléchargement, capables de remplacer les classiques «dip-switches» de configuration ou de codage mais avec des possibilités sérieusement accrues.
- Les ispLSI, réseaux programmables contenant de 2000 à 14000 portes et qui allient la simplicité d'emploi des PLD à la souplesse des FPGA. Capables de fonctionner à 135 MHz, ils comptent parmi les plus puissants des composants programmables contemporains.

Le «isp STARTER KIT» contenant, en prime, le logiciel complet de développement et des échantillons de ces composants, il est évidemment fort tentant de s'y intéresser de près !
Nous y songeons très sérieusement...
Pour tous renseignements :
LATTICE Semiconducteurs
Bâtiment Homère
Les Algorithmes
91190 ST AUBIN
Tél. : (1) 69.33.22.77

Patrick GUEULLE.

UN ÉCONOMISEUR D'ÉLECTRICITÉ

Le montage décrit ici permet d'éviter le gaspillage d'électricité en éteignant automatiquement les lumières oubliées allumées. Ce dispositif, adjoint à un télérupteur, permet de conjuguer les avantages du télérupteur et de la minuterie. Sans empêcher le fonctionnement normal du télérupteur, il produit une impulsion de commande après une certaine durée d'allumage de l'éclairage commandé par ce télérupteur, provoquant ainsi l'extinction automatique en cas d'oubli.



Description

Le schéma du montage est donné **figure 1.**

Il est alimenté directement sur le secteur par un redressement simple alternance (D1) avec une résistance chutrice (R1) et stabilisation par une diode Zener de 12 V (D2). La source d'alimentation est prise en parallèle sur les lampes commandées par le télérupteur, de sorte que le montage n'est alimenté que lorsque les lampes sont allumées. Le circuit intégré 4060 (U1) est un diviseur à 14 étages avec entrée à déclencheur de Schmitt et entrée de remise à zéro.

L'entrée de remise à zéro est commandée par un circuit RC : 1 MΩ/1 µF (R6/C3) qui provoque la remise à zéro au départ, c'est-à-dire quand on allume la lumière. Lorsque C3 est chargé, l'entrée de remise à zéro retourne au niveau bas, et le compteur est libre de fonctionner.

L'entrée horloge est reliée au secteur par un circuit RC qui limite l'intensité grâce à la résistance de 1 MΩ (R3), et élimine les parasites grâce au condensateur (C2).

La tension sinusoïdale du secteur est donc injectée dans l'entrée, dont les diodes de protection intégrées vont écrêter l'onde, donnant un signal carré de 12 V crête à crête.

Ce signal va voir sa fréquence divisée par deux à chaque étage traversé. La

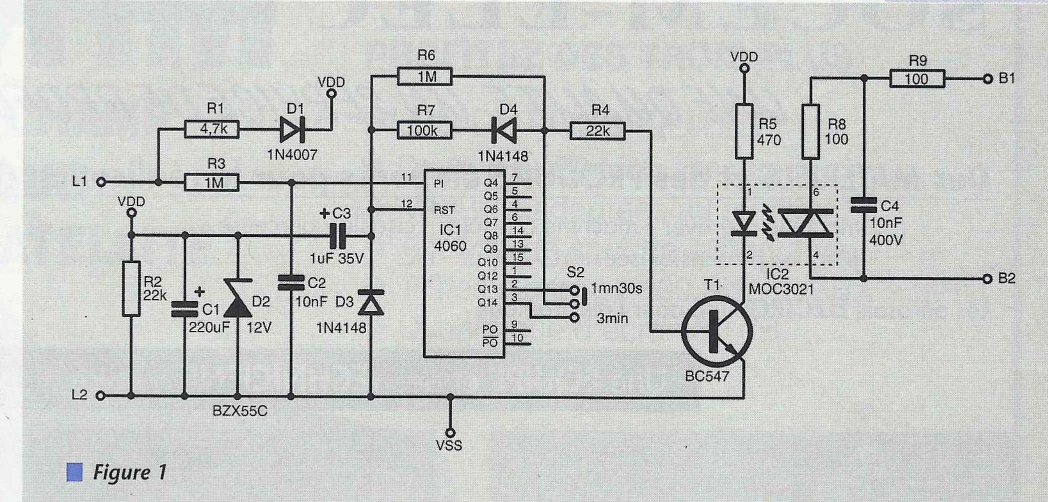


Figure 1

période, initialement de 20 ms, devient successivement, en secondes : 0,04 ; 0,08 ; 0,16 ; 0,32 ; 0,64 ; 1,28 ; 2,56 ; 5,12 ; 10,24 ; 20,48 ; 40,96 ; 81,92 ; 163,84 ; et 327,67. Ce qui nous intéresse ici, c'est le retard entre le début du comptage et le moment où la sortie passe à l'état haut ; il vaut la moitié de la période.

Les deux dernières valeurs, correspondant à 1 min 21 s et 2 min 43 s, sont adaptées pour un dégagement ou un escalier. Un cavalier à souder sur le circuit (S2) permet de choisir l'une de ces deux durées. Lorsque la sortie passe à un, le transistor (T1) est actionné et allume la diode électroluminescente du photocoupleur (IC2).

Le circuit de sortie du photocoupleur est un triac, qui est connecté en parallèle avec les boutons-poussoir qui commandent le télérupteur. Le télérupteur va donc être collé ; mais simultanément, la sortie du compteur est envoyée sur l'entrée de remise à zéro, avec un certain retard dû au circuit RC : 100 kΩ (R7) et 1 µF (C3). Ce retard, de l'ordre de 100 ms, permet de garantir le collage du télérupteur, après quoi le compteur est remis à zéro. Sa sortie passe à l'état bas, ce qui bloque le transistor et donc le triac. La



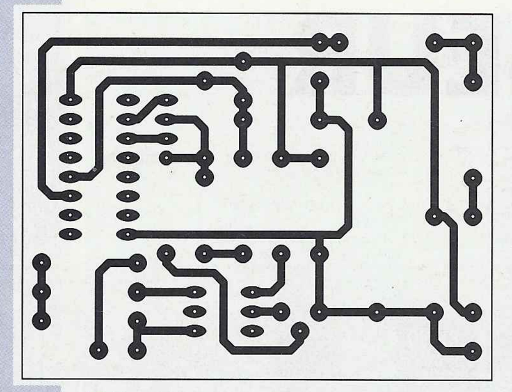
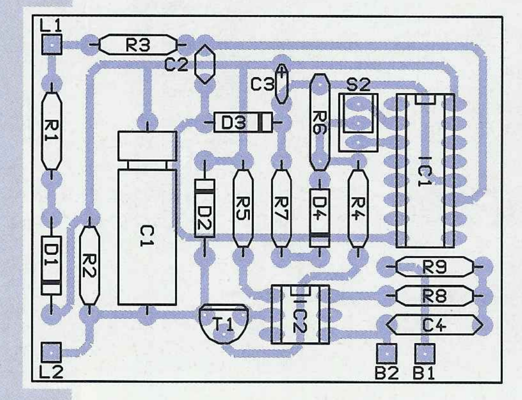


Figure 3

Figure 4



NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 47kΩ 1/2 W
R4,R2 : 22kΩ
R3,R6 : 1MΩ
R5 : 470Ω
R7 : 100kΩ
R8 : 10Ω 1/2 W
R9 : 100Ω 1/2 W

Condensateurs :

C1 : 220µF 25V
C2 : 10nF
C3 : 1µF 35V
C4 : 10nF 400V

Semi-conducteurs :

D1 : 1N4007
D2 : BZX55C12V (Zener)
D4,D3 : 1N4148
T1 : BC547

Circuit intégré :

IC1 : 4060B (MC14060B)
IC3 : MOC3021, TIL3021 ou équivalent (optotriac)
S2 : CAVALIER

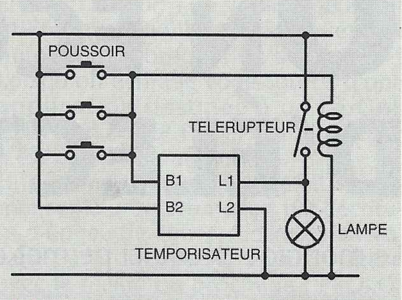


Figure 2 : mise en place du module dans l'installation.

bobine du télérupteur est désalimentée. La lumière s'éteint alors, ce qui désalimente le montage. Le filtre en T adjoint au triac (R8, R9, C4) est là pour permettre un fonctionnement correct du triac malgré la nature inductive de la bobine du télérupteur. Il est à remarquer que la mise en conduction du triac se fait toujours près du zéro de tension, puisque la sortie du compteur change d'état au front montant de l'entrée d'horloge, et que grâce à l'écrêtage, le front de montée se produit quand la tension du secteur est d'environ 6 V.

Le circuit de remise à zéro a deux constantes de temps : une longue à la mise sous tension, et une plus courte lors du collage. La diode D4 permet de commuter la constante de temps : longue quand la sortie du compteur est à l'état bas, et courte quand elle est à l'état haut. La diode D3 sert à protéger le circuit intégré lors de la chute de la tension d'alimentation, à l'extinction de la lampe, en empêchant la tension sur l'entrée de remise à zéro de devenir trop négative.

Le montage s'insère dans l'installation existante selon la **figure 2**.

Le circuit imprimé et l'implantation qui n'appellent pas de commentaires particuliers sont fournis **figures 3** et **4**.

Jean-Marc DELAPLACE.

L'ÉMULATEUR WICE 68HC11

Sacrifiant à la grande mode des microprocesseurs et des microcontrôleurs de tout acabit, l'électronique moderne se doit de fournir les outils nécessaires à cette évolution. Parmi ceux-ci les unités de développement comportent un élément essentiel : l'émulateur. Doté de possibilités de suivi en pas à pas et de points d'arrêt, c'est le seul instrument qui évite un développement en aveugle. Car là où un borgne est roi, parfois seul un émulateur permet de sortir de situations inextricables où logiquement cela devrait marcher et que cela ne marche pas, à cause d'une bête et infime petite erreur.



Que de temps passé par tous ceux qui ont fait et refait des bouts de code pour tester leur programme par sections, et qui aurait été si vite résolu avec cet outil.
Parmi ces «petites bêtes» parfois si difficiles à dompter, on retrouve une famille fort célèbre et déjà très utilisée appartenant à la société MOTOROLA : le 68HC11. Et c'est donc tout logiquement, que nous allons donc vous faire découvrir un émulateur pour cette série de composants : le WICE 68HC11.

Le produit

Le produit se présente sous la forme d'un ensemble de quatres éléments. Outre le manuel d'utilisation et un bloc secteur d'alimentation, on trouve le module interface à relier au PC par l'intermédiaire d'un câble sur la liaison RS232 et un module cible «socket» comportant la sonde 68HC11. Celle-ci est de type A0, c'est à dire prévue pour un 68HC11 en boitier PLCC de 68 broches et appartenant à une des catégories suivantes : 68HC11 A0, A1, A8, E0, E1, E9, 711E9, 811E2. D'autres sondes peuvent être choisies soit en version 68HC11F1 ou 68HC11D3.

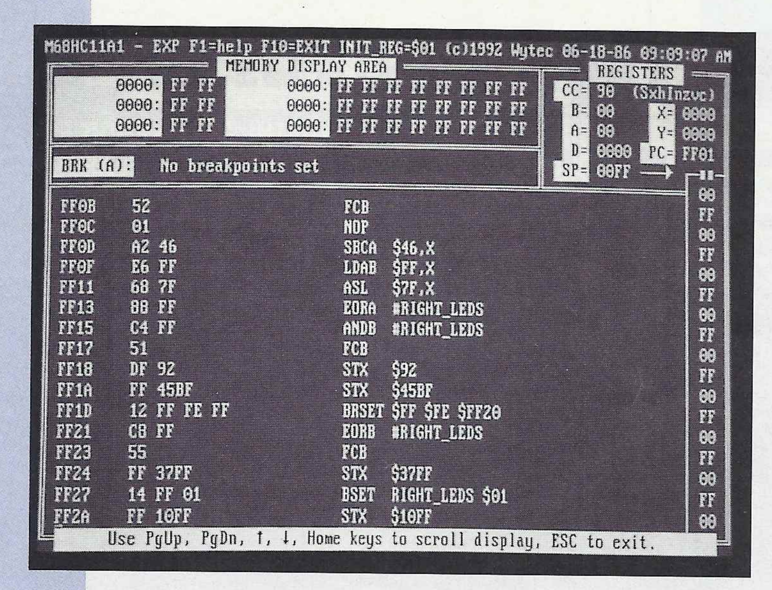
Les possibilités d'émulation

L'émulateur testé dispose d'une sonde de type 68HC11 A0. Celle-ci permet l'émulation avec une horloge en interne jusqu'à 14 MHz et en externe jusqu'à 8 MHz.
Le 68HC11 disposé sur la sonde fonctionne en mode «expanded» mais permet l'émulation des modes «expanded» et «single chip».

L'ÉMULATEUR

Lors d'un premier lancement il vous demande certains points de détail tels que le port RS232 utilisé ou encore le type de sonde utilisée, mais ensuite lors des prochains lancements cette configuration est automatiquement rechargée, tout comme le programme à émuler. On dispose ainsi dans le fichier de configuration de départ de la possibilité de spécifier tous les paramètres de lancement. C'est très utile et évite des manipulations inutiles lorsque on travaille longtemps sur un unique projet. La liaison RS232 avec le PC s'effectue à une vitesse de 115 kB pour des machines rapides de type 386 ou plus en utilisant le protocole XON/XOFF pour l'échange des données.
Ensuite on se retrouve devant un écran





regroupant plusieurs fenêtres dans lesquelles sont disposés les diverses informations. On a ainsi une fenêtre affichant le contenu d'une zone mémoire, une autre avec le contenu des registres, une pointant sur la pile de retour avec son contenu et enfin la fenêtre centrale servant à l'édition du code et à l'entrée des diverses commandes.

On retrouve dans cette catégorie toutes les commandes usuelles permettant le chargement et l'éxécution d'un programme. Citons dans le désordre quelques unes d'entre elles :

- L(oad) permet de charger le fichier à éxecuter. Celui-ci peut comporter des informations de débuggage à des formats différents tels que ceux provenant des assembleurs MOTOROLA, MICROTEK, ZAX et 2500AD, mais aussi des compilateurs C de AVOCET, WINTEK, ARCHIMEDES, IAR, COSMIC ou INTROL. Une large compatibilité est ainsi donc assurée.

- A(ssemble) permet d'assembler directement du code à l'intérieur de la mémoire programme de l'émulateur. C'est souvent utile quand il faut faire un petit ajout au code lors d'un test sans pour cela avoir besoin de refaire tout le cycle édition-compilation.

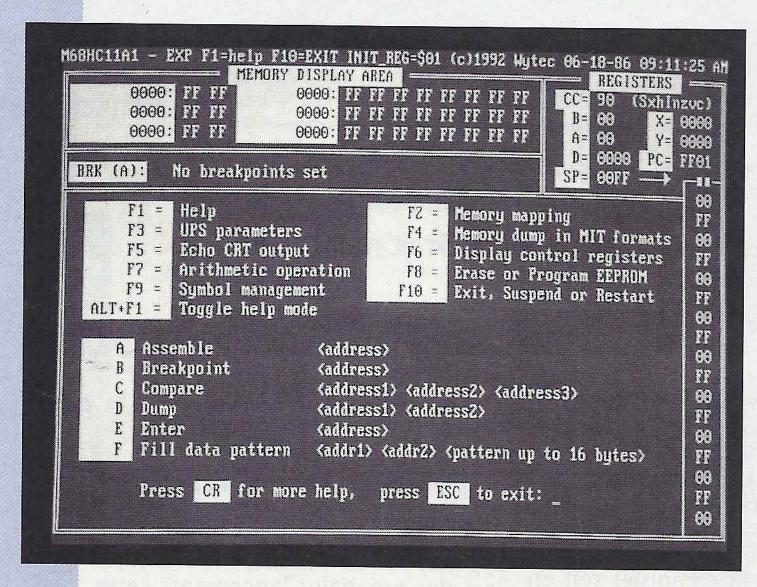
- U(nassemble) permet lui bien évidemment l'inverse, soit de fournir le texte du désassemblage d'une partie de la mémoire. D'autres fonctions permettent la manipulation de la mémoire avec des comparaisons, des transferts ou encore des remplissages de blocs mémoire. Outre ces fonctions classiques, on retrouve bien évidemment les possibilités d'éxécution du programme de multiples façons :

Le pas à pas, le mode trace (même avec des instructions du type RTI) sont ainsi accessibles.

L'espace mémoire adressable par le microcontrôleur (soit les 64K) est partagé en 16 blocs (donc de 4K) protégeables en écriture.

La mémoire utilisée par la PROM est fixée en usine arbitrairement dans le premier bloc, mais l'émulateur possède un mécanisme permettant de placer la PROM du moniteur dans n'importe quel bloc mémoire à l'exception du bloc 11 qui contient les 512 bytes d'EEPROM et du bloc 15 où résident les vecteurs d'interruption utilisateur...

Il se situe dans le bloc mémoire entre les adresses $x200 et xFFF où x représente le numéro de bloc. On dispose aussi dans ce bloc des adresses d'accès à un VIA 6522 et à un UART6850 dédiés à l'interface avec le SPU et le moniteur. En choisissant un bloc inoccupé (il faut pour cela que le programme utilisateur fasse moins de 60K), on peut ainsi éviter tout conflit entre le code moniteur et le code utilisateur. Il faudra cependant veiller à ne pas faire d'accès direct à ce bloc dans vos programmes.



Si dans le mode MONITEUR, tout accès est interdit du fait du contrôle du processus par le moniteur lui-même, il n'en sera pas de même dans le mode RUN où les conséquences seront imprévisibles.

Le fonctionnement de l'émulateur :

Celui-ci fonctionne suivant deux modes :

- Le mode MONITEUR
- Le mode RUN

En mode MONITEUR, toutes les fonctions décrites plus haut sont utilisables, le programme utilisateur étant sous le contrôle du moniteur incorporé dans la PROM de l'émulateur.

Par contre toutes les interruptions sont temporairement suspendues. C'est l'éxecution en mode pas à pas, où toutes les instructions sont éxécutées sous contrôle du moniteur. On dispose ainsi constamment des informations sur l'écran du PC hôte, c'est à dire du contenu des registres, de l'état des indicateurs, de la position courante du programme.

On peut modifier ou lire toute où une partie de la mémoire. Le principal désavantage réside dans le fait que le processus ne se déroule pas à son plein rythme et donc que tous les évenements extérieurs asynchrones (comme les interruptions, les entrées timer) sont dévalidées.

Pour cela on dipose de l'autre mode, le mode RUN :

Le mode RUN est le mode dans lequel le processeur se trouve après le lancement d'une commande Go. Dans ce mode, le programme s'éffectue à sa vitesse réelle et dispose des interruptions pour lui.

On ne peut plus agir avec les instructions de commande de l'émulateur. La seule façon de reprendre le contrôle est d'appuyer sur la touche ESC du PC qui force le 68HC11 à s'arréter, ou encore que celui-ci arrive à un point d'arrêt.

On retrouve alors le mode moniteur dans lequel toutes les instructions sont redevenus disponibles. Il faut pour cela que l'on ait prévu toutes les portes de sortie du programme.

Supposons que l'on place un point d'arrêt sur une ligne de code qui par mégarde ne soit jamais éxécutée, à cause justement du bug tant recherché, on aura beau attendre, jamais le processus ne s'arrêtera de lui-même.

Pour remédier à cela, on dispose sur cet émulateur de possibilités de points d'arrêt sur la totalité de la mémoire adressable (64K) et ceci suivant plusieurs modes.

Une caractéristique importante de cet émulateur est de disposer de points d'arrêt hardware. Expliquons-nous :

Dans la majorité des émulateurs, les points d'arrêt sont des instructions spéciales (généralement des interruptions logicielles) qui permettent de renvoyer à des sous-programmes de gestion de ces points d'arrêt. Sur cet émulateur, il en est autrement il s'agit de points d'arrêt matériels. Il va sans dire que les performances sont notablement accrues par l'intermédiaire de ce système.

On peut ainsi positionner des points d'arrêt sur des adresses mémoires, une plage d'adresses mémoire, une adresse de décodage d'instruction, une adresse de lecture mémoire ou encore une adresse d'écriture mémoire.

On a accès pour ces points d'arrêt à toute l'étendue de la mémoire soit les 64Kb. Prenons un exemple qui montrera la puissance d'un tel mécanisme. Considérons le bout de code suivant :

(M) STAA COMPTEUR ; stockage de l'accumulateur dans la variable COMPTEUR
...... ; autres lignes de code
(N) STAA 0,X ; stockage de l'accumulateur dans la position mémoire pointée par COMPTEUR

Si la seule référence à la variable compteur dans tout le programme se situe sur la ligne M, et que l'on décide d'espionner cette position COMPTEUR, justement parce qu'il y a une modification erratique de cette valeur, on peut penser qu'il suffit de positionner un point d'arrêt sur la ligne M. C'est généralement suffisant, et un point d'arrêt logiciel serait alors lui aussi largement suffisant.

Mais maintemant supposons que pour une raison quelconque le registre d'index X contienne la position mémoire de COMPTEUR, on aurait alors à la ligne N, une modification de la valeur COMPTEUR cachée. Et à ce moment, le point d'arrêt logiciel fixé en M ne serait d'aucune utilité parce que le pointeur de programme éxécute l'intruction en ligne N.

Avec un point d'arrêt matériel, on peut décider de fixer un point d'arrêt directement sur la position mémoire de COMPTEUR et tout accès à partir d'une adresse quelconque du programme à COMPTEUR arrêtera le processus et déclenchera le mode MONITEUR.

On peut ainsi facilement décider des points critiques du programme à espionner, et en suivre les moindres petits détails.

C'est assurément une caractéristique des plus intéressantes du produit et en tous cas l'une des plus puissantes.

Le SPU

Sous cet acronyme se cache le Simulateur Universel de Periphériques. Celui-ci permet au programme à émuler de se servir du PC hôte en tant que périphérique multifonctions. Il s'agit d'une collection de sous-programmes résidant dans la PROM du moniteur et qui peuvent être appelés par le programme utilisateur pendant son déroulement. Une fois la mise au point terminée, il suffira de supprimer du code toutes les références au SPU et le programme pourra fonctionner de manière autonome.

Pendant que le code utilisateur s'éxécute en temps réel, celui-ci peut détecter et lire n'importe quelle entrée au clavier du PC, simuler d'une part jusqu'à 16 témoins lumineux (LED), et d'autre part n'importe quel afficheur LCD ou VFD sur l'écran du PC. Il peut également générer des signaux sonores (5 tons différents) sur le haut-parleur du PC permettant de faire une trace sonore du déroulement du programme par exemple.

Pour de nombreuses applications, le SPU permet la mise au point logicielle en temps réel, éventuellement même sans la présence du matériel cible, et se révèle également être un outil très pratique pour réaliser rapidement une démonstration sur un nouveau développement ou faire un test de dépannage en production.

Entre autres...

Parmi les autres possibiltés de cet émulateur, on citera en vrac la possibilité de programmer directement et d'effacer l'EEPROM interne. Citons aussi la présence dans les logiciels fournis d'un assembleur pour 68HC11, certes en version FREEWARE, mais c'est à l'usage que l'on juge de la qualité et non au ramage !

Conclusion

Ceux qui ont eu l'expérience de développer des applications sur microcontrôleurs sans l'aide d'un émulateur se seront déjà fait une idée du produit présenté. Il s'agit en effet d'un produit très utile et même indispensable pour tous ceux qui enviseageraient d'importants développements sur la famille 68HC11 de MOTOROLA. La qualité du produit et ses possibilités sont très suffisantes pour la mise au point de n'importe quel programme. Il contient tous les éléments nécessaires à l'exploitation du 68HC11 et ceci avec une prise en main extrêmement facile. Les plus du produit tels que le SPU ou encore les points d'arrêt matériels ne font qu'ajouter plus de valeur à cet outil digne de figurer parmi les multimètres de tout électronicien.

P. de CARVALHO.

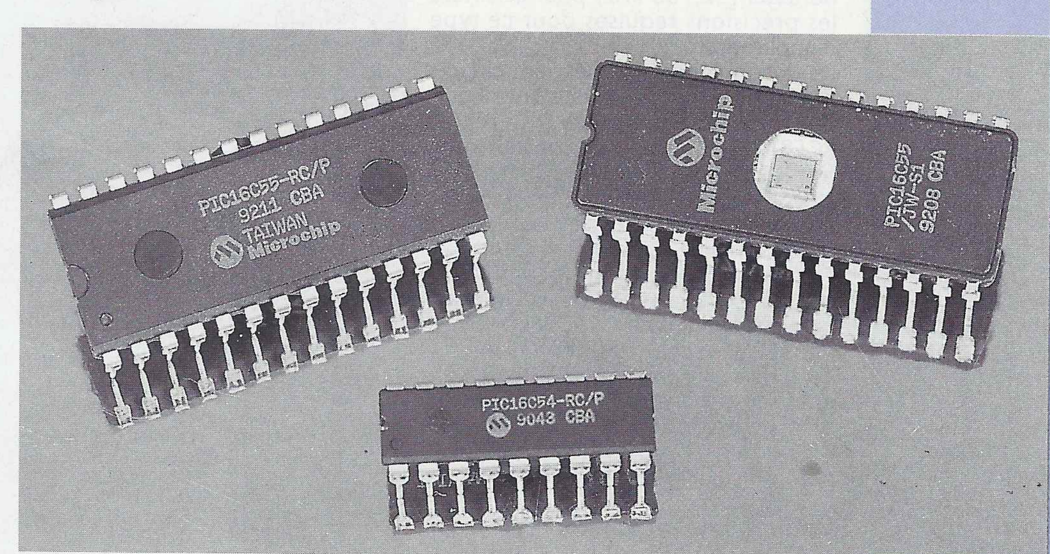
Prix : 7200 HT
L'émulateur WICE est distribué par :
ISIT
ZA St Jean
31530 Levignac/Save
Tél. : 61.85.57.67

HORLOGE SAUVEGARDÉE
PAR µC PIC

De nombreux systèmes disposent de fonctions de sauvegarde de l'heure et de mise en éveil lors de l'appui sur une touche. C'est le cas de certaines calculatrices, d'agendas électroniques, des téléphones sans fil, de GPS, bref de pratiquement tous les nouveaux appareils autonomes actuels. Ces fonctions qui semblent triviales à réaliser, demandent à concilier deux impératifs contradictoires :

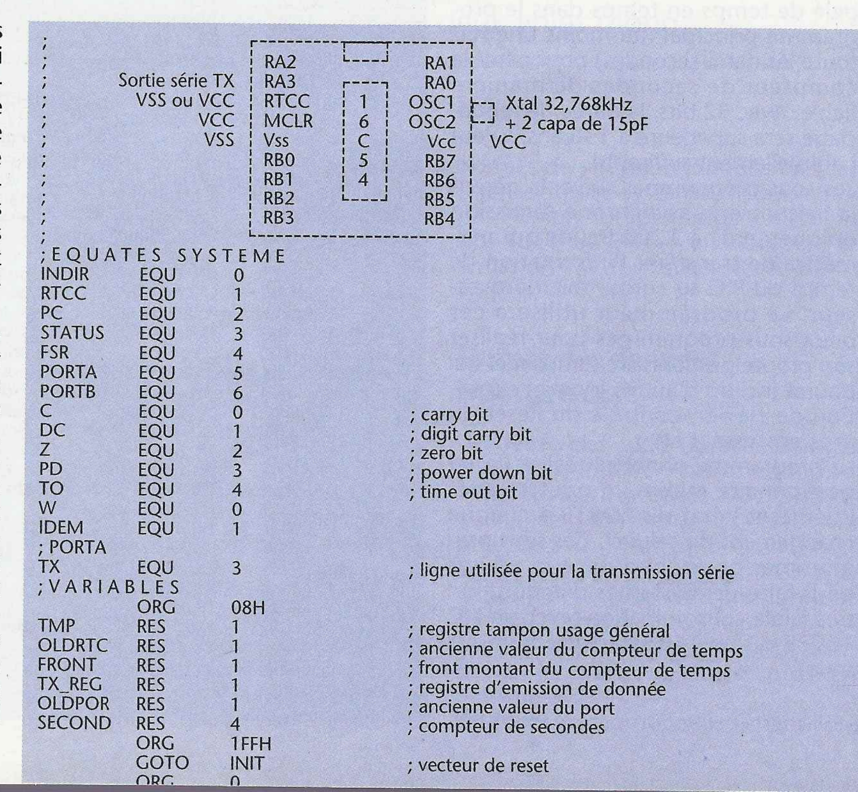
- Avoir un microprocesseur qui surveille en permanence un certain nombre de lignes extérieures (clavier, entrées de capteurs), et qui gère un calendrier simultanément.

- Avoir une consommation la plus basse possible.



Les produits grand public évoqués plus haut utilisent des microprocesseurs qui disposent de spécificités (réveil du microprocesseur sur une modification de l'état d'une ligne d'un port, deuxième horloge intégrée pour la gestion de l'heure...) qui leur permettent de résoudre aisément ces impératifs. Ces microprocesseurs ne sont disponibles qu'en version masquée et ne sont donc pas utilisables pour des prototypes ou des moyennes séries.

Certains concepteurs tournent la difficulté en utilisant leur microprocesseur en mode WAIT (pour un 68HCXX) ou IDLE (pour un 80CXX), mode faible consommation du microcontrôleur. Dans ce mode, le coeur du microprocesseur est arrêté, et seuls tournent le timer, l'interface série, etc. Il est donc facile de programmer le timer pour engendrer une interruption toute les 10 ms par exemple pour gérer l'heure, et toutes les tâches annexes. En pratiquant de la sorte on se heurte à deux problèmes : premièrement la baisse de consommation est sensible mais pas extrêmement importante (en général



```
;                       ----------------------------
;                       | RA2      |----|      RA1 |
;   Sortie série TX     | RA3      ------      RA0 |
;   VSS ou VCC          | RTCC     |  1 |     OSC1 |--  Xtal 32,768kHz
;   VCC                 | MCLR     |  6 |     OSC2 |--  + 2 capa de 15pF
;   VSS                 | Vss      |  C |      Vcc |  VCC
;                       | RB0      |  5 |      RB7 |
;                       | RB1      |  4 |      RB6 |
;                       | RB2      ------      RB5 |
;                       | RB3                  RB4 |
;                       ----------------------------
;EQUATES SYSTEME
INDIR     EQU     0
RTCC      EQU     1
PC        EQU     2
STATUS    EQU     3
FSR       EQU     4
PORTA     EQU     5
PORTB     EQU     6
C         EQU     0               ; carry bit
DC        EQU     1               ; digit carry bit
Z         EQU     2               ; zero bit
PD        EQU     3               ; power down bit
TO        EQU     4               ; time out bit
W         EQU     0
IDEM      EQU     1
; PORTA
TX        EQU     3               ; ligne utilisée pour la transmission série
;VARIABLES
          ORG     08H
TMP       RES     1               ; registre tampon usage général
OLDRTC    RES     1               ; ancienne valeur du compteur de temps
FRONT     RES     1               ; front montant du compteur de temps
TX_REG    RES     1               ; registre d'emission de donnée
OLDPOR    RES     1               ; ancienne valeur du port
SECOND    RES     4               ; compteur de secondes
          ORG     1FFH
          GOTO    INIT            ; vecteur de reset
          ORG     0
```



30% à 50% de la consommation maximale), deuxièmement les quartz «classiques» sont totalement inadaptés dans une utilisation de base de temps pour un système qui demande une précision de quelques minutes (ou moins) par mois. On utilisera donc un périphérique doté d'un quartz de type horloger (32,768 kHz) pour atteindre les précisions requises pour ce type d'applications.

Des périphériques dédiés - les circuits d'horloge temps réel - existent depuis de nombreuses années (PCF8573, PCF8583) et sont dotés en outre de fonctions annexes, compteur, RAM tout en ne consommant que quelques micro-ampères. Il existe cependant une alternative à l'utilisation de ces circuits spécialisés : les microcontrôleurs MICROCHIP de la série 16CXX (PICs) peuvent fonctionner avec des quartz à 32 kHz. A ces fréquences là un 16C54LP consomme moins de 10 µA et est donc adapté à une utilisation de système de gestion temps réel, associé à un «gros» microcontrôleur (80CXX, 68HCXX,...), ce pour un prix équivalent aux horloges temps réel dédiées.

L'utilisation d'un microcontrôleur de ce type permettra non seulement de gérer l'heure, mais aussi de gérer d'autre tâches : gestion du clavier ou des capteurs, gestion de l'économie d'énergie sur l'ensemble de la carte, etc.

Les microcontrôleurs PICs ont une architecture simple et ne disposent pas de système d'interruption (du moins en ce qui concerne les 16C54, 55, 56, 57 et 58), mais sont dotés d'un compteur huit bits appelé RTCC que l'on peut incrémenter avec l'horloge interne avec ou sans prédiviseur (se référer aux articles d' ELECTRONIQUE RADIO PLANS sur l'architecture des PICs). Avec le taux de prédivision maximum, le RTCC est incrémenté à une fréquence de 32Hz. Le sous-programme RTCTST utilise le RTCC pour incrémenter un compteur de secondes de 32 bits. Ce sous-programme doit être appelé de temps en temps dans le programme principal (au moins une fois toute les demi-secondes) pour gérer le compteur de secondes de manière fiable. Avec 32 bits, la durée de rebouclage sera supérieure à 130 ans, valeur habituellement suffisante.

Les sous-programmes suivants gèrent la liaison série asynchrone (émission uniquement) à 1200 Bauds qui permettra de transférer l'information de temps du PIC au «gros» microprocesseur. Le programmeur utilisera ces deux sous-programmes pour réaliser son propre gestionnaire temps réel qui pourra inclure d'autres fonctions (gestion de clavier, contrôle du Reset du gros processeur etc.).

Le programme principal réalise un tel gestionnaire minimum qui transmet l'heure et l'état du PORTB à chaque changement de celui-ci. Ces sous-programmes pourront aussi être utilisés pour faire des systèmes d'acquisition très faible consommation (avec un PIC 16C71 où un 16C54 associé à un AD série).

J-L VERN.

```
;-ROUTINES DE TEMPS------------------------------------------
; teste les changements de bit dans le RTCC
; si le bit 4 est testé, le changement de 0 à 1 arrive toute les secondes
RTCTST  MOVF    RTCC,W          ; RTCC courant
        MOVWF   TMP             ; sauve temporairement
        XORWF   OLDRTC,W        ; prend les changements
        ANDWF   TMP,W           ; puis garde les fronts montants
        MOVWF   FRONT           ; sauve
        MOVF    TMP,W           ; et remet à jour
        MOVWF   OLDRTC          ; la mémoire du RTCC
        BTFSS   FRONT,4         ; changement actif toute les secondes
        RETLW   0               ; pas de nouvelle seconde, sort
; passe ici toute les 1, 2, 4, 8 sec suivant le test du bit 4..7 de FRONT
        INCFSZ  SECOND+3,IDEM   ; incrémente le LSB
        RETLW   0               ; puis si passe à 0
        INCFSZ  SECOND+2,IDEM   ; incrémente les octets de poids fort ...
        RETLW   0
        INCFSZ  SECOND+1,IDEM
        RETLW   0
        INCF    SECOND+0,IDEM   ; jusqu'au MSB (débordement dans 136 ans !)
        RETLW   0
;-ROUTINES SERIE 1200BAUDS-----------------------------------
TXBIT   MACRO   bit             ; 7 cycles par bits soit 1170 Bauds
        LOCAL   BIT0,BIT1,BITEND
        BTFSS   TX_REG,bit      ; teste le bit du registre d'émission
        GOTO    BIT0            ; doit transmettre 0
        GOTO    BIT1            ; tempo de 2 cycles
BIT1    BSF     PORTA,TX        ; ligne TX à 1
        GOTO    BITEND          ; saute à la fin
BIT0    NOP                     ; tempo de 1 cycle
        BCF     PORTA,TX        ; ligne TX à 0
        GOTO    BITEND          ; tempo de 2 cycles
BITEND
        ENDM
; Transmet l'octet W en hexa (Attention, plus de place dans le stack !!!)
TX_BYT  MOVWF   TMP             ; sauve
        SWAPF   TMP,W           ; prend le MSB
        CALL    TX_HEX          ; le transmet
        MOVF    TMP,W           ; prend le LSB et le transmet
; Transmet les 4 bits LSBs de W en hexa de '0' a 'F'
TX_HEX  ANDLW   B'00001111'     ; cadre obligatoirement de $00 a $0F
        MOVWF   TX_REG
        MOVLW   .10
        SUBWF   TX_REG,W        ; teste si dépasse 10
        MOVLW   A'A'-.10        ; si dépasse 10
        BTFSS   STATUS,C
        MOVLW   A'0'            ; si < 10
        ADDWF   TX_REG,W        ; dans W, 0..F
; Transmet W (via TX_REG) a 1200 Bauds - 8 bits, pas de parité, 1 stop -
TX_BIN  MOVWF   TX_REG          ; sauve l'octet à transmettre
        BCF     PORTA,TX        ; bit de start
        GOTO    TX_BI0          ; tempo de 2 cycles
TX_BI0  TXBIT   0               ; transmet le bit 0
        TXBIT   1               ; puis le 1 ...
        TXBIT   2
        TXBIT   3
        TXBIT   4
        TXBIT   5
        TXBIT   6
        TXBIT   7               ; jusqu'au 7
        GOTO    TX_BI1          ; tempo de 2 cycles
TX_BI1  GOTO    TX_BI2          ; tempo de 2 cycles
TX_BI2  BSF     PORTA,TX        ; bit de stop
        GOTO    TX_BI3          ; tempo de 2 cycles
TX_BI3  RETLW   0
;-PROGRAMME PRINCIPAL----------------------------------------
INIT    MOVLW   B'11010111'     ; RTCC incrémenté a 32 Hz
        OPTION
        CLRF    SECOND+3        ; secondes à 0
        CLRF    SECOND+2
        CLRF    SECOND+1
        CLRF    SECOND+0
        CLRF    RTCC            ; ainsi que le compteur hardware
        CLRF    OLDRTC
        MOVLW   B'11111111'
        TRIS    PORTB           ; PORTB en entrée
        MOVLW   B'00000000'
        TRIS    PORTA           ; PORTA en sortie
        MOVLW   B'00001000'
        MOVWF   PORTA           ; initialise la ligne TX a 1
        MOVF    PORTB,W
        MOVWF   OLDPOR          ; initialise l'ancienne valeur du port
LOOP    MOVLW   B'11111111'     ; reprogramme les registres de direction
        TRIS    PORTB           ; au cas ou..
        MOVLW   B'00000000'
        TRIS    PORTA
        CALL    RTCTST          ; met a jour l'heure
        MOVF    OLDPOR,W        ; prend l'ancienne valeur du port
        XORWF   PORTB,W         ; et la compare au port actuel
        BTFSC   STATUS,Z        ; si identique ...
        GOTO    LOOP            ; boucle
; Le port a changé, transmet le PORTB et le temps (durée env. 100ms)
; On peut inclure ici la gestion du RESET du micro maître ...
        XORWF   OLDPOR,W        ; restaure la nouvelle valeur du port
        MOVWF   OLDPOR          ; devient ancienne
        CALL    TX_BYT          ; et la transmet
        MOVF    SECOND+0,W      ; puis transmet l'heure,
        CALL    TX_BYT          ; du MSB
        MOVF    SECOND+1,W
        CALL    TX_BYT
        MOVF    SECOND+2,W
        CALL    TX_BYT
        MOVF    SECOND+3,W      ; au LSB
        CALL    TX_BYT
        MOVLW   0x0D            ; puis retour chariot
        CALL    TX_BIN
        GOTO    LOOP            ; et boucle ...
```

LA TV EN STÉRÉO NUMÉRIQUE NICAM : C'EST PARTI !

Le son TV stéréophonique est en service dans la plupart des pays d'Europe utilisant les normes de télévision PAL B/G ou I depuis de nombreuses années déjà ; le système le plus ancien étant le procédé analogique allemand à 2 porteuses FM (5,5 et 5,74 MHz). L'Angleterre, les pays scandinaves et de nombreux autres pays utilisant le PAL exploitent un système numérique plus récent dit «NICAM» (pour être précis: NICAM-728) dont les caractéristiques, que nous détaillerons plus loin, reprennent une partie des spécifications audio des systèmes D-MAC et D2-MAC. Outre la stéréophonie, tous ces systèmes permettent également la transmission de deux voies mono indépendantes, autorisant par exemple les émissions bilingues.

La France quant à elle était à la traîne avec le son monophonique transmis en AM du système L qui la distingue du reste du monde. Après les quelques essais peu concluants en 1985 d'un système multiplex analogique dérivé de celui utilisé en radio FM, toute idée de stéréo pour les émissions terrestres semblait abandonnée au profit du «tout D2-MAC» depuis la fin des années 80.
Le succès du D2-MAC étant ce que l'on sait, l'existance d'une demande pour un son TV stéréo, pas seulement pour le câble ou le satellite, a semble-t-il conduit à réviser cette politique: aprés des essais à petite échelle en 1993, les émissions expérimentales NICAM ont démarré sur le canal 25 de la Tour Eiffel (TF1) au mois de Juin ; la date de début du service régulier n'est pas fixée officiellement mais devrait se situer vers la fin de l'année.

Nous pensons donc que nos lecteurs seront interessés d'avoir un aperçu des caractéristiques de ce système ainsi que quelques indications sur le contenu d'un décodeur NICAM.

Le système de son TV numérique NICAM-728 :

Le système NICAM-728 (Near Instantaneous Companded Audio Mutiplex at 728 Kb/s) a été développé vers le milieu des années 80 par les laboratoires de la BBC afin d'améliorer les performances des systèmes analogiques (qualité voisine du Compact Disc dite «son laser») et assurer une compatibilité avec le son D-MAC ou D2-MAC. Ce système, dont il existe des variantes adaptées aux différentes normes de télévision Européennes, est maintenant le système recommandé par l'Union Europénne de Radiodiffusion (UER, ou EBU en anglais) pour les émissions TV terrestres stéréo ou bilingues.

Format des données transportées :

Les deux voies audio (gauche et droite en stéréo, indépendantes en mono) sont échantillonnées à 32 kHz, et quantifiées (conversion A/N) avec une précision de 14 bits par échantillon. Après une préaccentuation de type CCITT J17, on procède à une compression quasi-instantanée (Near Instantaneous Companding ou NIC) afin de réduire le débit binaire pour la transmission.
Ce procédé regroupe les échantillons



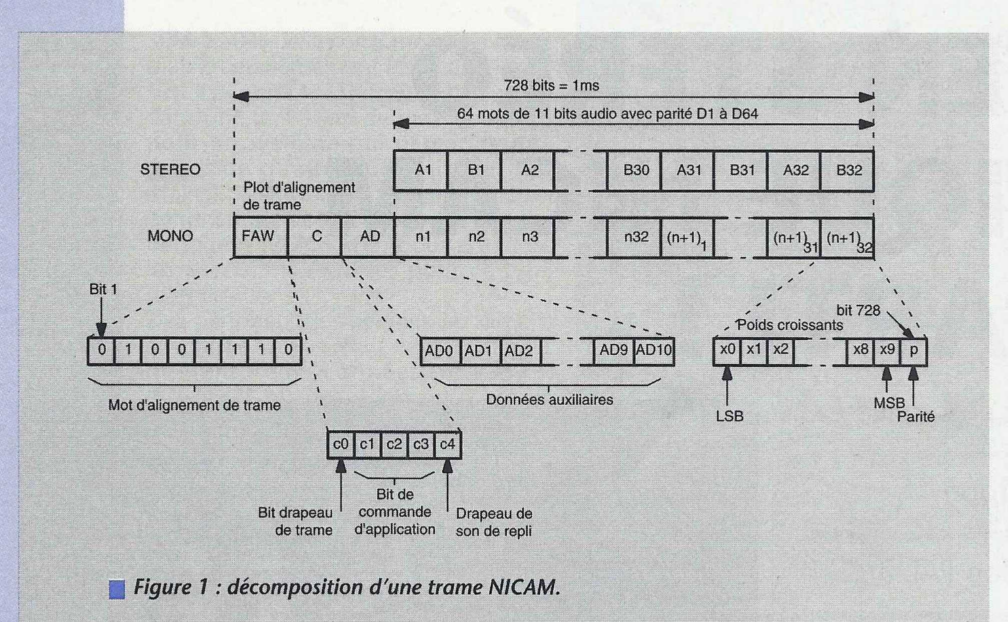


Figure 1 : décomposition d'une trame NICAM.

de chaque voie par blocs de 32 (soit une durée d'une milliseconde), et, en se basant sur l'échantillon d'amplitude la plus grande, les code sur 10 bits (complément à 2) en formant un facteur d'échelle sur 3 bits valable pour tout le bloc, de façon à rendre l'opération «quasi-réversible» sans dégradation notable.

Une protection contre les erreurs sur les 6 bits de poids fort est réalisée au moyen d'un bit de parité (la somme modulo 2 des six bits protégés et du bit de parité est 0), ce qui donne donc 11 bits par échantillon.

Chacun des 3 bits du facteur d'échelle est combiné au moyen d'une fonction «ou exclusif» avec les bits de parité de 9 échantillons d'un bloc de manière à les transmettre sans bits additionnels.

Pour une milliseconde de son, on obtient ainsi 64 échantillons (32 par voie) de 11 bits chacun, soit 704 bits audio «utiles».

A partir de ce bloc d'échantillons, une TRAME composée des parties suivantes est formée (voir **figure 1**) :

- un mot d'ALIGNEMENT DE TRAME (Frame Alignment Word, FAW) : séquence de 8 bits 01001110,
- un bloc d'INFORMATIONS DE CONTROLE (C) de 5 bits C0 à C4 :

C0, drapeau de trame : change d'état toutes les 8 trames ce qui définit une séquence de 16 trames permettant la synchronisation des changements du contenu de l'information transmise.

La trame N°1 est par convention la première pour laquelle C0 = 0.

C1 à C3, bits de commande d'application : décrivent l'utilisation des 704 bits utiles qui peuvent contenir des échantillons de son, des données ou une combinaison des deux.

Ces bits ne peuvent changer d'état qu'au cours d'une trame N°1. Le **tableau 1** montre la correspondance entre la nature du signal transporté et l'état des bits de commande.

C4, drapeau de son de repli : est mis à l'état 1 lorsque la voie son mono conventionnelle transporte le même signal que la voie NICAM, ce qui permet un repli sur la voie mono analogique en cas de mauvaise réception NICAM.

-un bloc de DONNEES AUXILIAIRES (AD) de 11 bits AD0 à AD10 dont l'utilisation n'est pas définie actuellement.

-enfin le bloc de SON OU DONNEES de 704 bits (64 mots de 11 bits) dans la séquence A1, B1...A32,B32 en cas de stéréo ou N1...N32, (N+1) 1...(N+1) 32 en cas de voies mono indépendantes. En stéréo, les échantillons impairs transportent la voie gauche (A). En double son mono, ou en cas de service mono + données, ils transportent la voie son principale (N).

Il est à noter que les 704 bits utiles subissent en outre un entrelacement d'ordre 16 de manière à minimiser l'effet des erreurs pouvant affecter plusieurs bits successifs. Enfin, l'ensemble du train binaire, à l'exception du «mot d'alignement de trame» subit un embrouillage, destiné à la dispersion d'énergie, au moyen d'un générateur pseudo-aléatoire. (polynôme : x9+x4+1, mot d'initialisation : 111111111).

Chaque trame se compose donc de 728 bits et dure 1ms, d'où un débit binaire de 728 Kb/s et le nom : NICAM-728.

Modulation de la porteuse NICAM : Selon la norme de télévision sur laquelle on «greffe» NICAM, on utilise une deuxième porteuse son avec une différence de fréquence de +6,552 MHz (système I) ou +5,85 MHz (systèmes B/G, D/K et L) et un niveau de -20 à -27 dB par rapport à la porteuse vision. Elle est modulée selon le mode DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) : c'est une modulation différentielle de phase à 4 états qui nécessite une conversion préalable du train de bits série en un train parallèle de symboles à 2 bits.

C1	C2	C3*	signal transporté
0	0	0	signal stéréo
0	1	0	double son (2 voies mono)
1	0	0	1 voie mono + données (352 Kb/s)
1	1	0	données seules (704 Kb/s)

*C3 = 1 prévu pour extensions ultérieures ; dans ce cas le signal ne doit pas délivrer de signal audio en sortie.

Tableau 1 : signification des bits de commande d'application.

couple d'entrée		changement de phase (degrés)
An	Bn	
0	0	0 (inchangée)
0	1	- 90
1	0	- 270
1	1	- 180

Tableau 2 : correspondance entre les couples de bits d'entrée et les changements de phase de la porteuse NICAM.

Selon l'état des 2 bits, la phase de la porteuse changera d'une valeur parmi les 4 possibles : 0,-90,-270,-180°, comme le montre le **tableau 2**.

Les courbes de préfiltrage des données avant modulation diffèrant entre les systèmes à 5,85 MHz et à 6,552 MHz font que la bande occupée par la porteuse ainsi modulée est respectivement d'environ 500 kHz pour l'un et 700 kHz pour l'autre.

Le **tableau 3** résume les principales caractéristiques des variantes de NICAM-728 actuellement en usage ou prévues (I, B/G, L). Les **figures 2a, 2b et 2c** représentent respectivement la bande radiofréquence occupée par une émission TV NICAM pour les normes L (France), B/G (Europe) et I (Royaume Uni).

Réception et décodage du son NICAM en norme L :

La décodage correct du son NICAM nécessite un faible taux d'erreur et donc une perturbation la plus réduite

Paramètre	I	B/G	L
Différence de fréquence son/image (MHz)	+ 6,552	+ 5,85	+ 5,85
Niveau de la porteuse NICAM/image (db)	- 20	- 20	- 27
Type de modulation	←	DQPSK	→
Bande passante occupée (kHz)	700	500	500
Débit binaire total kb/s	←	728	→
Débit données auxiliaires (kb/s)	←	11	→

Tableau 3 : principales caractéristiques des variantes NICAM.

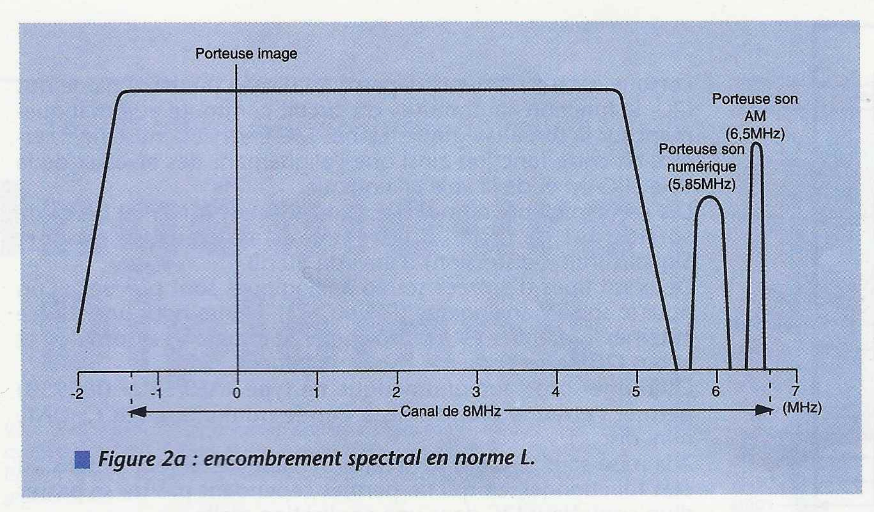


Figure 2a : encombrement spectral en norme L.

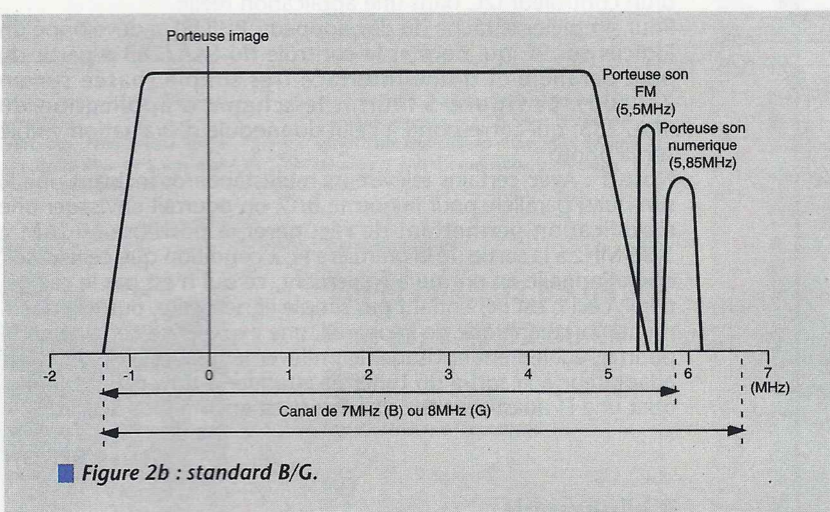


Figure 2b : standard B/G.

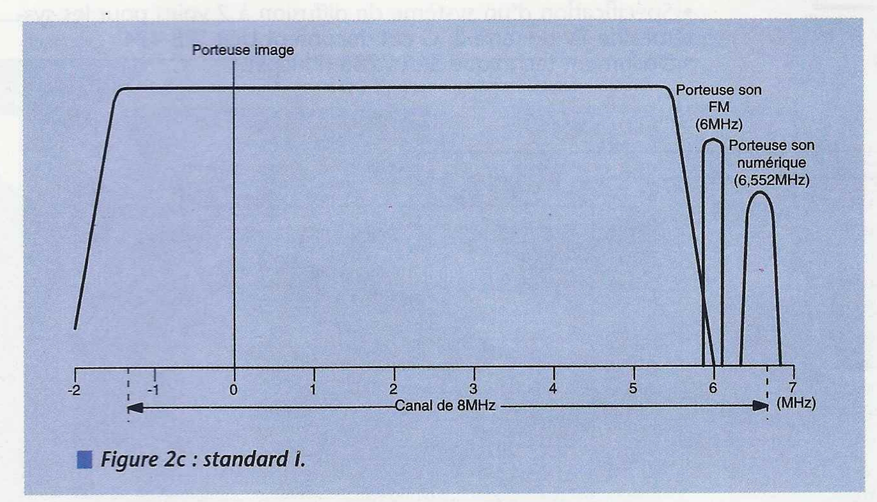


Figure 2c : standard I.

possible par la modulation vidéo, ce qui exige un traitement dit «quasi-parallèle» de la porteuse NICAM.
Dans cette solution, à la différence de la méthode traditionnelle (en FM) dite «intercarrier» où elle est récupérée à la sortie du démodulateur vidéo, on récupère la porteuse son à 5,85 MHz par mélange avec la porteuse vision à la sortie d'un amplificateur-démodulateur séparé : il reçoit à son entrée la porteuse vision débarrassée autant que possible des raies de modulation vidéo et la porteuse son grâce à un Filtre à Onde de Surface (FOS ou SAW) à deux «bosses» (38,9 et 33,05 MHz pour les normes B/G et L). La **figure 3** représente l'architecture d'une telle solution pour un téléviseur multistandard (B/G et L).
Ceci exclut donc (malheureusement) la possibilité de réaliser un décodeur externe se branchant seulement sur la prise PERITEL d'un téléviseur (**Note 1**). Un adaptateur NICAM «L» externe au téléviseur consistera donc en pratique en un récepteur son complet incluant tuner UHF/VHF, FI son quasi parallèle, le décodeur NICAM proprement dit, ainsi qu'un microcontrôleur pour commander le tout : c'est donc une réalisation relativement complexe, que nous ne vous proposerons pas aujourd'hui, mais dont nous décrirons rapidement le coeur.

Le décodeur NICAM SAA7283 de PHILIPS :

Le SAA7283 représente la troisième génération de décodeur NICAM PHILIPS Semiconductors : la première (1988) nécessitait 3 circuits principaux et de nombreux composants externes, la seconde (1991) n'utilisait plus que 2 circuits mais encore 2 quartz et un filtre de bande externe, la troisième (1993) ne demande plus qu'un seul circuit intégré, un seul quartz et aucun filtre externe.
La **figure 4** représente le schéma bloc du circuit, qui se présente en boitier S-DIL 52 ou QFP 64 et fonctionne sous 5V. Le circuit réalise toutes les fonctions de filtrage, démodulation DQPSK, décodage numérique, désaccentuation J17 et conversion numérique/analogique nécessaires à une solution «monochip», ainsi qu'un certain nombre de fonctions additionnelles.
Il est contrôlé par bus I2C (Adresse : B4/B5 ou B6/B7) au moyen d'un jeu de 5 registres à écriture seule dont les 3 premiers sont identiques à ceux du prédécesseur, le SAA7282, pour assurer la compatibilité logicielle, les deux derniers assurant de nouvelles fonctionnalités.
La lecture des caractéristiques de la transmission, des 11 bits de données auxiliaires et de l'état du circuit s'effectue par un jeu de 5 octets de statut à lecture seule.
Le niveau d'entrée DQPSK est d'environ 50 mV c.à.c. Les filtres intégrés se commutent automatiquement en fonction du standard reçu entre 5,85 et 6,552 MHz, ou de façon forcée sous le contrôle du bus I2C.

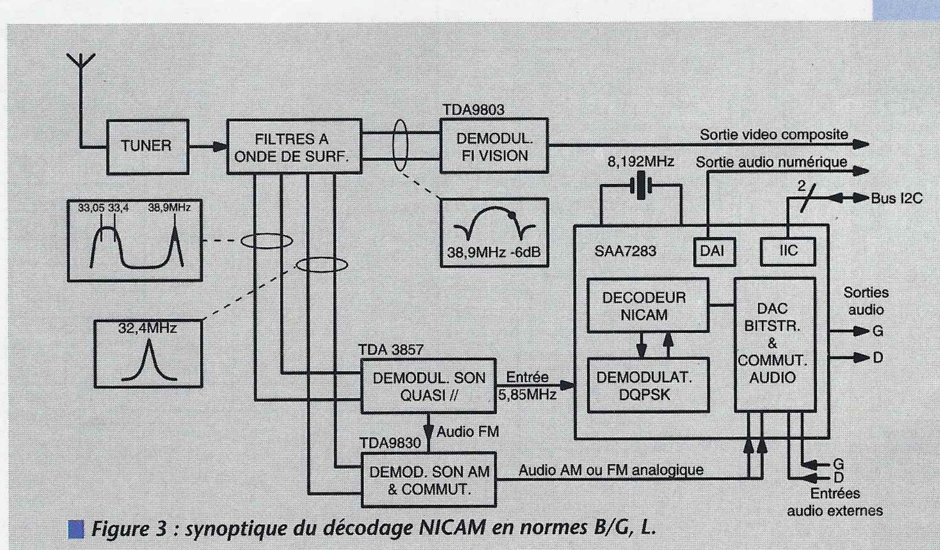


Figure 3 : synoptique du décodage NICAM en normes B/G, L.

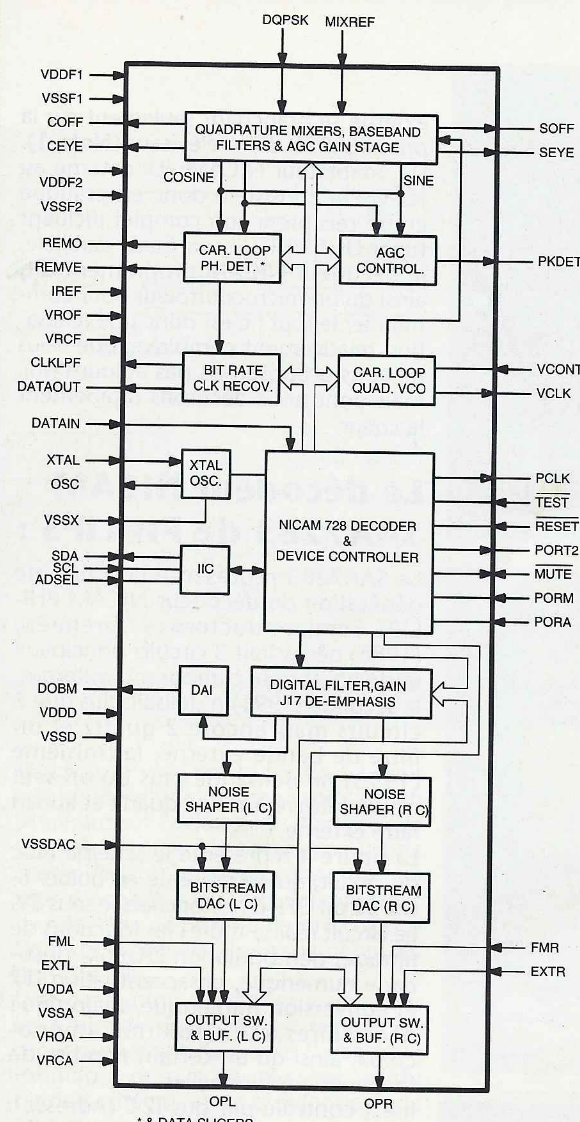


Figure 4 : architecture interne du SAA7283.

Lorsque le taux d'erreurs dépasse un niveau prédéfini par le bus I2C, la fonction «automute» du circuit commute automatiquement sur le son analogique. Le bus I2C permet la mise hors service de cette fonction ainsi que l'alignement des niveaux de la voie NICAM et de la voie analogique.

Les convertisseurs numériques/analogiques (CNA ou DAC) de sortie sont de type «bitstream» et assurent un rapport Signal/(Bruit + distorsion) d'environ 80 dB.

Deux groupes d'entrées stéréo analogiques sont prévues : l'un pour le son TV analogique (FM ou AM), l'autre pour une source externe; le premier est contrôlée par la fonction «automute» et le bus I2C, la seconde par le bus seulement.

Enfin une sortie audionumérique de type «AES/EBU» (IEC958) permet l'attaque d'appareils à entrée numérique (DCC, DAT, mini-disc...).

A la mise sous tension, le circuit s'initialise de lui même dans un état fonctionnel, ce qui ne permet cependant pas de se passer d'un contrôleur I2C dans une application réelle.

Pour simplifier la tâche du développeur, PHILIPS a développé un logiciel sur PC qui permet le contrôle du SAA7283 à partir du port parallèle et d'une interface très simple (basée sur un 74LS05). La **figure 5** fournit le schéma d'application du SAA7283, qui correspond à celui du module d'évaluation visible sur la photo.

Note 1 : Avec certains téléviseurs multistandards incluant une FI son quasi parallèle pour la norme B/G, on pourrait envisager une modification permettant de récupérer la porteuse NICAM à 5,85 MHz à la sortie de la première FI, à condition que celle-ci soit opérationnelle en norme L également, ce qui n'est pas le cas général; ceci n'est cependant pas simple et nécessite, outre la documentation technique de l'appareil, une expérience certaine... On pourrait également envisager le prélèvement de la FI via un étage adaptateur à la sortie du tuner et attaquer à travers le FOS adéquat une FI quasi-parallèle, mais ceci est encore plus délicat.

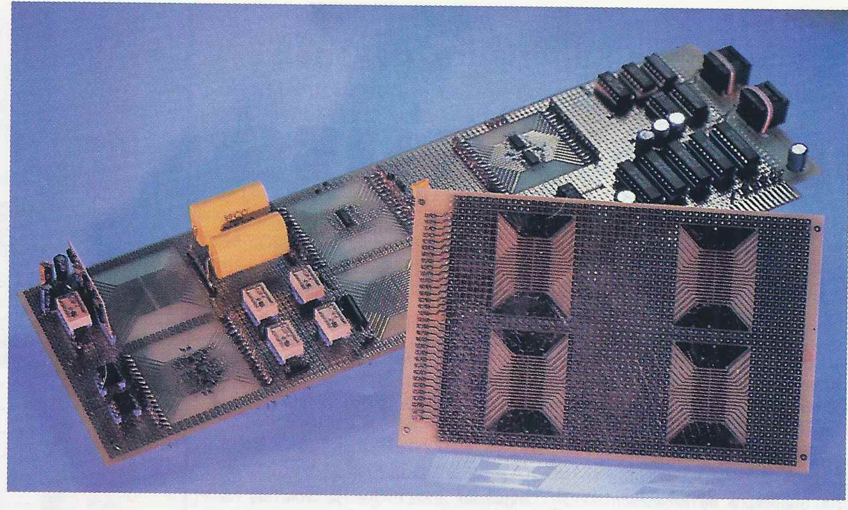
Hervé BENOIT

Bibliographie

• Spécification d'un système de diffusion à 2 voies pour les systèmes de TV de terre B, G et I document UER SPB 424
• Document technique SAA 7283 (Philips).

Figure 5 : shéma de la carte d'évaluation Philips SAA7283.

Cartes d'études pour composants CMS et traditionnels

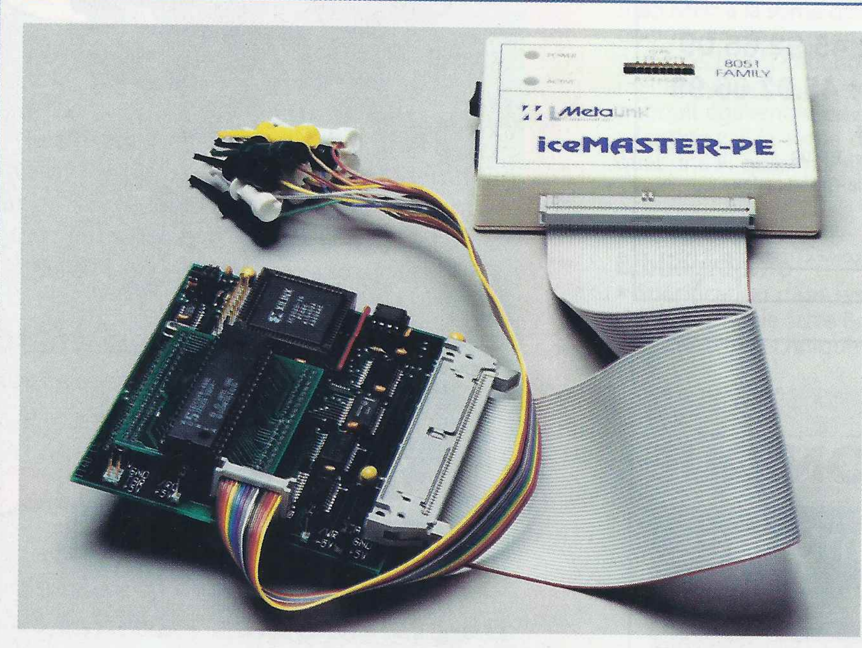


Les cartes Hybrides permettent d'implanter sur la même carte d'étude des composants CMS (SO, SOT 23, 0805,...) et des composants traditionnels. Ces circuits sont destinés aux techniciens des R & D et des bureaux d'études désirant concrétiser rapidement leurs idées avec les technologies composants des versions industrielles ou pour la réalisation de cartes unitaires facilement modifiables. Les circuits sont en double face avec bus d'alimentation, 1 ou 2 connecteurs, l'étamage est électrolytique. Les circuits existent en trois formats : Simple-Europe, Double-Europe et Format PC (produits brevetés). Une carte en FR2 et en simple face ainsi que des adaptateurs pour boîtier PLCC viennent compléter la gamme déjà existante.

Formats supportés :
- Europe - Double Europe
- PC

Prix :
Carte SEGP simple face : 140 F
Carte SE double face : 65 F

C DPI
(Conception et Distribution
de Produits Industriels)
111 Clos Val Borne
74800 Saint-Pierre-en-Faucigny
Tél. : 50 03 75 88



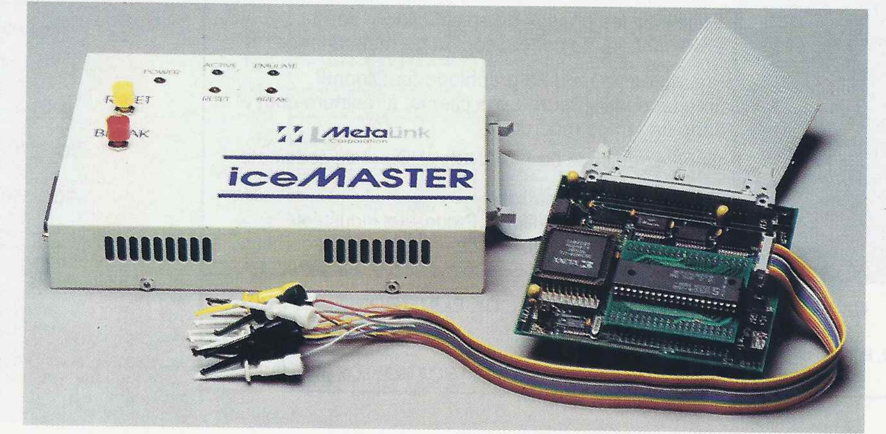
Développement pour microcontrôleurs 8 bits

Créée en 1984, la société Metalink s'impose comme un leader pour la conception de solutions d'émulation pour les familles 8051, 68HC11, 68HC05 et Cop8. Ces outils de développement soint utilisés tant pour les besoins «hardware» que pour les besoins de mises au point «software».
L'ouverture d'un bureau européen en 1991 a permis de contribuer à une plus large distribution grâce à un support plus proche. De plus, l'introduction d'une technologie avancée d'émulation (AET) permettant d'avoir toutes les fonctions nécessaires à un émulateur au meilleur prix a favorisé l'accroissement de sa part de marché.
La solution Metalink c'est une gamme d'émulateurs partant de l'Ice Master PE, solution dédiée à un groupe de microcontrôleurs, en passant par l'Ice Master PE modulaire proposant un choix de différentes sondes d'émulation, notamment pour les chips 3,3 V, pour finir avec l'Ice Master, solution ouverte et évolutive vers tous les composants d'une même famille.

Le PE compact
Solution dédiée, au meilleur prix, l'Ice Master PE compact intègre dans un volume minimum (11 cm x 8 cm x 2,3 cm) toutes les fonctionnalités nécessaires et suffisantes pour une émulation digne de ce nom jusqu'à 42 MHz :
- 128 k de mémoire interne
- granularité 1 K
- point d'arrêt Hard et Soft
- trace dynamique de 16 K, en assembleur et langage évolué
- analyseur de performance statistique sur mille points
- sondes d'analyse externe
- trigger in et trigger out
- débogage au niveau source C ou PL/M
- assembleur symbolique
- système de points d'arrêts complexes permettant de prendre en compte les spécificités des 8032, 8051 et 80752 : accès RAM-bit, valeur op code, adresse immédiate, groupe de mnémoniques.

Le PE modulaire
De même taille que le PE compact, le PE modulaire possède en plus une sonde d'émulation externe apportant l'évolutivité vers plusieurs types de composants de la famille 8051.
Aujourd'hui cette solution supporte le 80L51 version 3,3 volts du 8051 ainsi que la version Dallas - 25 MHz externes - 50 MHz interne.
Les caractéristiques techniques du PE modulaire en interne sont les mêmes que celles du PE compact.

MB Electronique
606, rue Fourny - BP 31
78533 Buc Cedex
Tél. : 39 56 81 31





Générateur 1-100 MHz : LE GSW 94705

Le GSW94705 est à la fois un générateur, un synthétiseur et un wobulateur. La description d'un appareil de ce genre est assez rare dans les revues d'éléctronique, pour des raisons que nous allons découvrir de suite. Les performances du GSW94705 se situe entre celles du générateur de base et du matériel professionnel inaccessible aux amateurs. Il rendra les services dont l'amateur a besoin avec la souplesse que peut offrir le microcontrôleur. Pour être facile à construire, ce générateur utilise des composants couramment disponibles. Cette condition ainsi que sa faible taille a notablement compliqué l'étude du montage.



Les caractéristiques

Le GSW94705 peut générer toutes les frequences entre 500 kHz et 100 MHz, en trois gammes, avec un pas de 10 kHz. C'est un générateur puisque nous passons les fréquences «en douceur» ; il fait office de synthétiseur puisqu'il se verrouille sur la fréquence affichée.
Enfin dans le mode wobulation, il peut balayer 5 plages de 1 MHz à 20 MHz, avec une fréquence de récurrence d'environ 5 hertz ; enfin nous disposons de marqueurs.
Il est compact et conçu avec des composants facilement disponibles et de faible coût.
Nous verrons que cette réalisation résulte de compromis pour présenter des performances suffisantes pour une utilisation courante avec un schéma qui a été simplifié pour une mise au point facile ; il pourra etre optimisé suivant l'utilisation qu'on en fera.

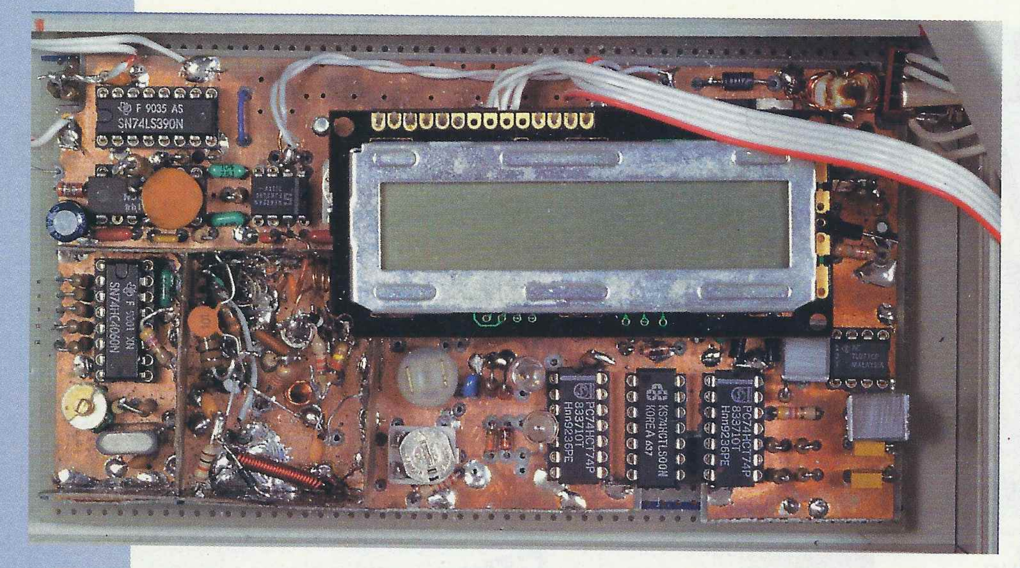
Les générateurs HF

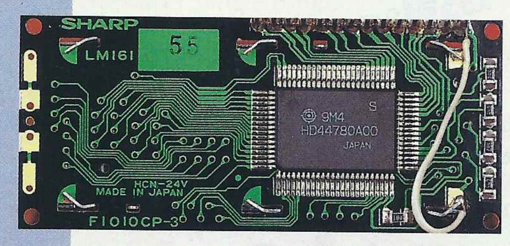
Le générateur le plus simple, et le plus répandu, est constitué d'un simple oscillateur LC, suivi d'un étage tampon. On change de bande par commutation de la bobine, les bandes sont définies en fonction du rapport Cmax/Cmin de la capacité C du circuit oscillant. La formule de Thomson $4\pi^2LCf^2 = 1$ permet de connaitre les valeurs des bobines pour toutes les bandes. On trouve facilement que le rapport Fmax/Fmin est fonction de $(Cmin/Cmax)^2$.
En général il faut 6 bandes pour couvrir de 200kHz à 80MHz, elles sont très étalées aux basses fréquences. Le rapport LC n'étant jamais constant, l'amplitude de sortie varie sur l'ensemble des gammes. Pour dresser une courbe de réponse, il faut disposer d'un fréquencemètre et faire les mesures sur la sortie et sur le montage. Ce générateur n'a pas de bruit de phase. Les générateurs HF (au dessus de 2MHz) professionnels associent une amplitude constante, un faible bruit de phase, une fréquence définie au hertz près et une agilité en fréquence. Le synoptique de ces générateurs est compliqué, ils disposent de PLL à boucles multiples (de DDS rapides), de filtres etc.
Le GSW94705 se situe entre ces deux types de générateurs, son coût, en le montant soi-même, sera inférieur à celui d'un générateur LC tout monté.

SYNOPTIQUE

La **figure 1** donne le synoptique de l'appareil. Pour pouvoir couvrir la gamme allant de 1 MHz à 100 MHz, il faut partir d'une haute fréquence. Deux oscillateurs VCO1 et VCO2 sont calés vers les 200 MHz. Le premier gère les bandes: il peut prendre trois valeurs fixes qui sont : 224, 256 et 288







MHz. Le second permet le balayage des bandes, il va de 224 à 192 MHz par pas de 10 kHz. Ces deux fréquences sont mélangées dans un NE602. A la sortie nous trouvons la somme et la différence de ces deux fréquences (et souvent les deux fréquences en question). Cette «bouillabesse» est appliquée à un ampli vidéo LM733, de bande passante limitée à 120 MHz (c'est un grand maximum), nous aurons à sa sortie la fréquence différence des deux VCOs. Ce type de montage, plus compliqué que le simple LC présente des avantages et des inconvénients. Coté avantages il permet de n'avoir que trois bandes de 32 MHz, la première bande couvrant les cinq premières bandes d'un générateur LC, la commande est électrique (varicap) et enfin l'amplitude est beaucoup plus constante puisque nous avons une variation du rapport Cmax/Cmin plus faible pour le même rapport des fréquences. Théoriquement on peut descendre à zéro, toutefois lorsque les deux VCO sont proches, ils ont tendance à se synchroniser et le signal n'est plus utilisable. Bien entendu nous avons un recouvrement des bandes puisque VCO2 couvre une bande plus grande que sa «nominale». Avec ce type de générateur, un problème survient : le bruit de phase.

Le bruit de phase

A l'analyseur de spectre, la largeur de la raie fondamentale et des raies latérales sont impitoyables. Un PLL remet «à l'heure» le VCO à chaque comparaison de phase. Si le rapport entre la fréquence du VCO et la fréquence de référence est grande, le VCO va dériver entre deux mises à jour (faites à la fréquence de référence). La situation s'aggrave si la gamme du VCO est étendue (son gain). Pour résoudre le problème, dans les réalisations professionnelles, on s'arrange pour avoir des PLLs ayant un faible rapport de fréquence et des plages courtes... Dans notre cas, les bruits de phase des deux PLL s'ajoutent toujours pour le pire (loi de Murphy), il a donc fallu trouver une solution pour limiter l'addition.

La boucle de phase du second VCO pourra être lente pour un faible bruit de phase, avec en contrepartie un mode wobulation moins précis. Les valeurs du schéma constituent un compromis.

Structure des deux PLL

Il était hors de question d'avoir un PLL couvrant 100 MHz, avec une référence de 10 kHz environ. Le VCO1 met en œuvre deux varicaps de type différent, la première cale le VCO à une valeur proche des trois fréquences des gammes. La seconde varicap réalise le «réglage fin». Nous avons utilisé un PLL à échantillonnage. La fréquence de référence étant de 500 kHz, le prédiviseur effectuant une division par 64, le pas de notre PLL sera de 32 MHz!. Avec ce principe, nous avons réalisé un PLL «large bande», avec peu de bruit de phase ...

Pour le second PLL, il faut naturellement utiliser une fréquence de référence la plus proche du pas de 10 kHz. Seule une configuration en DUAL-MODULUS permet d'obtenir ce résulat. Dans le cas contraire nous aurions une fréquence de référence égale au pas divisé par la valeur du prédiviseur (64). Malheureusement les circuits de contrôle pour les PLL DUAL-MODULUS sont difficiles à trouver et il a fallu couper la poire en deux : utiliser un circuit simple avec, en contrepartie, une prédivision par quatre. Le 68705P3 pouvant assurer cette fonction, ainsi que la gestion de l'afflchage, de la wobulation et des boutons, son choix a été fait sans hésitation. Pour fonctionner en DUAL-MODULUS, il faut que le prédiviseur puisse diviser par N et N+1 (64/65), le Fujitsu MB501 a été choisi, son coût est modique (moins de 30 francs) et il est disponible facilement. C'est le seul composant non classique que nous ayons utilisé. L'architecture globale du GSW94705 étant définie, il ne restait plus qu'à tracer le schéma éléctrique de la bête. En fait le premier VCO aurait aussi pu être réalisé avec un système DUAL-MODULUS, le bruit aurait été plus faible, mais compte tenu du bruit du second VCO, le compromis choisi permet d'avoir des bruits «du même ordre», car en vérité, le bruit ne s'ajoute pas (c'est une somme quadratique), c'est le plus fort qui domine...

Le schéma électrique

La **figure 2** donne le plan global du GSW94705. Le microcontrôleur trône au milieu. L'alimentation fournit le 5 V et le 10 V pour le montage, cette valeur a été choisie au minimum pour que le régulateur 5 V ne dissipe pas trop et pour avoir une tension suffisante pour les varicaps. La fréquence de référence est délivrée par un quartz de 16 MHz, le 74HCT4060 est utilisé à la fois comme oscillateur et prédiviseur. Dommage que Q0..Q3 ne soit pas accessibles, nous aurions pu utiliser un quartz de 4MHz. Là encore le 16 MHz a été utilisé en raison de sa disponibilité, en prenant un 8MHz, il faudra sortir sur Q4/Q5 au lieu de Q5/Q6. En fait le quartz de 4 MHz peut, peut-être, être utilisé, en effet en utilisant Q4 nous avons 250 kHz, le VCO2 fonctionnera correctement, la sortie servira aussi au VCO1, cela peut fonctionner... Pour le moment, la sortie 500 kHz sert au VCO1, le 250 kHz est divisé par 100

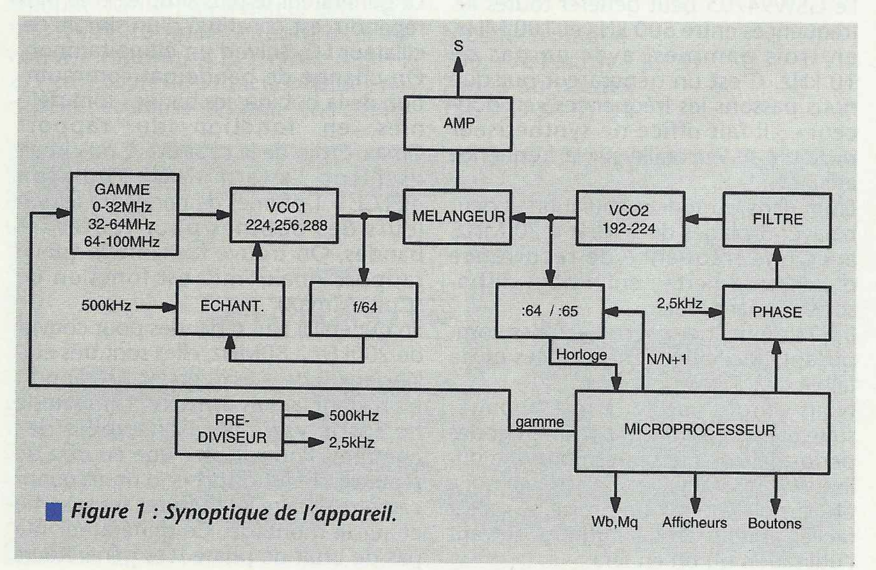


Figure 1 : Synoptique de l'appareil.



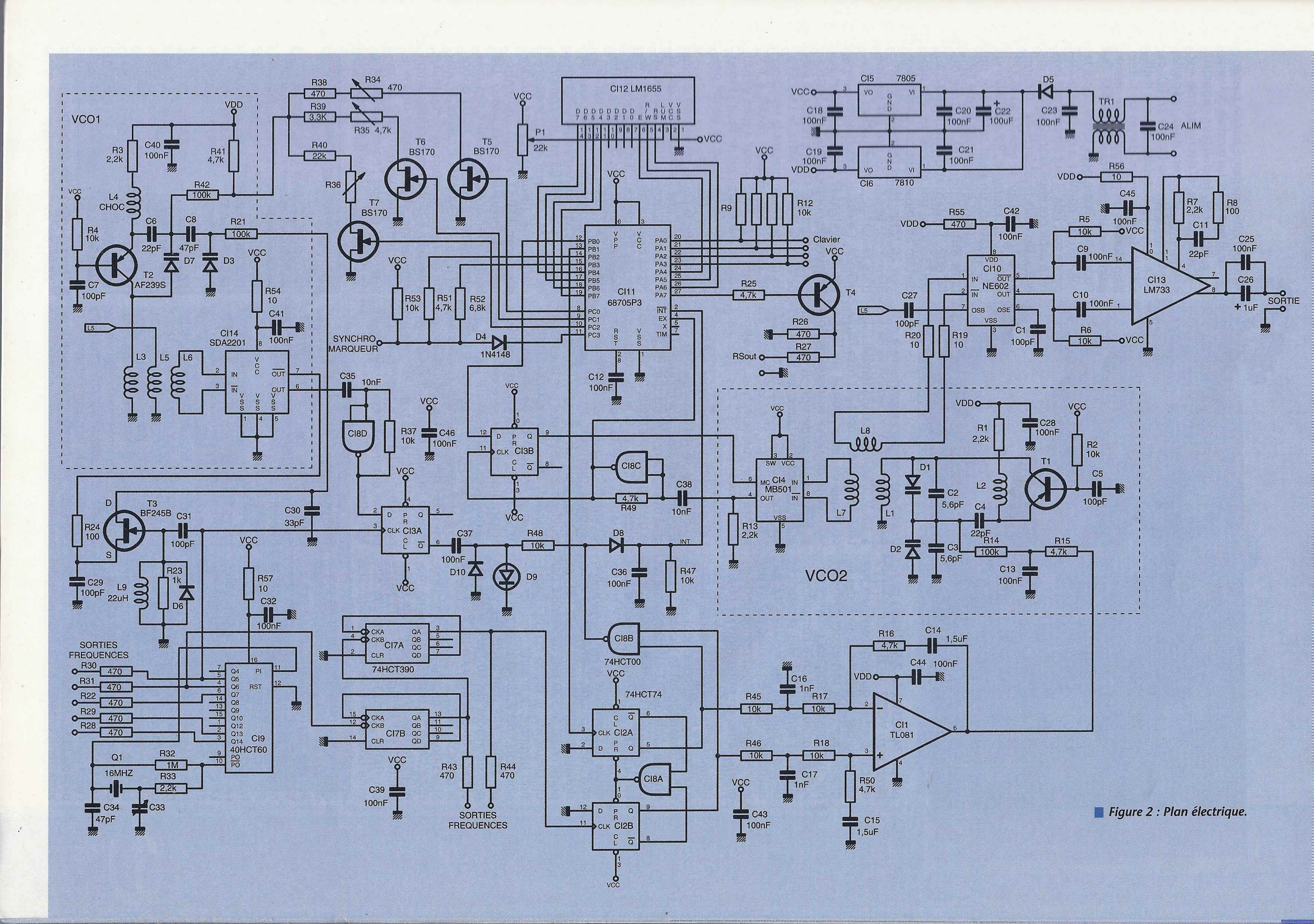
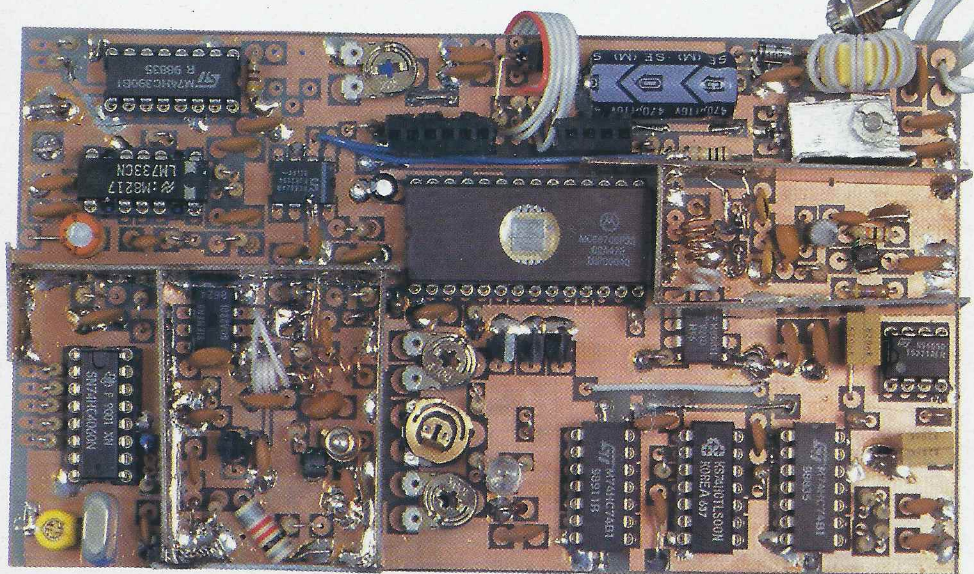


Figure 2 : Plan électrique.



par un 74HC390, le 2,5kHz sert de référence au VCO2. Le diviseur par 100 est cablé en bi-quinary (division par cinq puis par deux) afin d'avoir des signaux carrés aux sorties des diviseurs par 10. Tous ces signaux peuvent servir de signaux de sortie complémentaires (ils sont carrés), des résistances de protection ont été ajoutées. La fréquence du VCO1 est divisée par 64 par le prédiviseur. Celui-ci donne deux signaux carrés en opposition de phase. L'une des sorties sert au PLL à échantillonnage, l'autre pour détecter le verrouillage. Le fonctionnement du PLL à échantillonnage est le suivant : le signal de sortie du PLL est transformé en un signal à peu près triangulaire par un circuit RC. Ce signal présente une composante continue de 4 V sur laquelle se superpose le signal triangulaire d'une amplitude d'environ 0,4 V. Ce signal est échantillonné par le FET, sa porte reçoit le 500 kHz differencié par un circuit RC, la diode écrète l'impulsion négative, la bobine rend l'impulsion plus fine. Celle-ci n'est pas indispensable, elle doit avoir une valeur grossièrement de 100 µH, si elle est correcte on doit avoir un pic de 4 V sur la porte du FET.

Si le signal est en phase, l'échantillonnage s'effectue toujours au même moment, la tension aux bornes de la capacité (sur le drain du FET) reste constante. Dans le cas contraire elle varie pour obtenir le verrouillage. Si à un instant la tension échantillonnée vaut Vt, la tension Vt+1 sera plus grande que Vt si la fréquence de référence est plus grande que la fréquence du VCO, (divisée par 64 et modulo l'harmonique). De par ce qui précède, le PLL ne peut échantillonner que sur le front descendant du signal triangulaire, pour que le système se verrouille. Une transformation carré - dent de scie aurait aussi bien fonctionné (même mieux).Le FET idéal, le 2N4393 ne se trouvant pas facilement, nous nous contenterons d'un BF245B, nous aurons un très petit pic de 500 kHz dans la sortie du génerateur, pic sans grande importance. Les FET sont caractérisés par leur tension de pincement (transitor bloqué), il faut être sûr d'avoir le FET bloqué quand la porte est à zéro, la tension de source (et de drain) est toujours supérieure à 4 V. Pour le BF245B, la dispersion va de 1,6 à 3,8 V, il convient parfaitement. Si la tension de pincement est trop faible, on risque de rester bloqué sur la tension haute du signal triangulaire. Pour le BF245A, la dispersion va de 0,4 à 2,2 V, 0,4 est trop faible, les autres FET ont une dispersion comprise entre 2/3 à 6/8 V. Pour un ajustage parfait, on pourra faire une sélection, en appliquant une tension VGS et en mesurant la résistance drain-source.

Les prototypes n'ont pas eu cette chance, ils sont tous équipés d'un BF245B, c'est tout. L'amplitude du signal triangulaire n'étant que de 0,5 V, le gain du comparateur de phase est faible. Celui du VCO aussi puisqu'une variation si petite ne peut entrainer qu'une faible variation de fréquence. Le gain diminue aux fréquences basses, puisque la capacité de verrouillage est masquée par la capacité d'accord. Le réglage est plus critique pour la fréquence de la gamme 1 (0,5/32 MHz, F = 224 MHz). Le PLL à échantillonnage se verrouille sur les fréquences multiples du pas de 32 MHz (64x0,5MHz), 7 pour 224, 8 pour 256 et 9 pour 288 MHz. Les signaux issus des deux VCOs sont mélangés dans le NE602, le produit est ensuite amplifié par le LM733, qui assure aussi, par sa bande passante réduite, la suppression des fréquences au dessus de 100 MHz.

Adaptation d'impédance

Comme nous l'avons dit au début de cet article, le schéma a été concu au plus simple. Quand on veut relier deux étages d'un ensemble (la sortie VCO au mélangeur par exemple) on peut prendre plusieurs attitudes. Laissons l'optimisation en fonction du bruit, pour celle en fonction de la puissance ; on cherche à annuler les composantes imaginaires, par exemple, la capacité d'entrée du NE602 (patte1 et 2) en placant une bobine, ensuite il faut adapter la partie réelle par un transformateur HF (au sens large!). Malheureusement cette adaptation crée un pic de puissance sur la fréquence adaptée, et cela n'est pas bon pour la stabilité en amplitude de notre générateur. Si l'on souhaite une large bande passante, il faut créer un module qui varie à l'inverse, le diviseur capacitif d'une sonde d'oscilloscope est exemplaire, le revers de la médaille c'est la perte de gain (sonde 1/10!), ce type d'option nécessite souvent l'utilisation de nombreux étages de faible gain alors qu'on pourrait tirer le même gain avec un seul étage (accordé...). Pour rester simple nous avons choisi la solution qui consiste à ne pas s'occuper de tout cela, il faut simplement éviter d'avoir des impédances nulles et infinies. Les deux résistances de 10 ohms sur la ligne reliant le NE602 au VCO2 en sont un exemple. Pour améliorer l'adaptation, on peut intercaler un transfo (genre mini-circuit) à tore bifilaire entre la ligne et l'entrée du NE602. L'adaptation du NE602 au LM733 n'est pas excellente, elle produit un affaiblissement qui commence vers 20 MHz. Nous reportons le problème sur le LM733 qui est équipé d'un réseau de compensation en fréquence. Ce circuit, très classique, avec son équivalent le NE592, équipe les lecteurs de floppy depuis des lustres. Sur le prototype, sans ce réseau, la sortie était de 0,5 V à 1 MHz, le LM733 à un gain de 10. En plaçant la résistance de 1 kΩ, nous sommes passés à 1 V (cac). A 20 MHz, nous avons perdu 6dB (la trace diminue de moitié) mais nous sommes en limite de bande passante de l'oscilloscope.

Pour limiter la chute, un second réseau constitué d'une capacité de 22pF et d'une résistance de 100 Ω assure un accroissement du gain pour passer les hautes fréquences. Il n'est guère envisageable d'avoir plus de 1 V de sortie avec le LM733 (et une large bande), sans charge. Une large bande passante se paye cher au niveau des composants, le GSW94705 est un compromis. Le LM733, avec son réseau présente une impédance de sortie d'environ 150 Ω. Aucun «potentiomètre de niveau» n'a été prévu. De toutes manières, pour faire des mesures en HF, il faut avant TOUT disposer d'un ATTENUATEUR calibré, la qualité du reste est moins importante. Le détecteur à diode, les modules ampli large bande, et l'atténuateur déjà présentés formeront un bon banc de mesure. Pour calibrer l'ensemble, ajuster les gains, etc... il suffit de mettre le

PA0:Bouton_Poussoir	PB0:Diviseur N/N+1
PA1:Bouton_Poussoir	PB1:Phase
PA2:Bouton_Poussoir	PB2:Marqueur
PA3:Bouton_Poussoir	PB3:Marqueur
PA4:Afficheur E	PB4:Afficheur D
PA5:Afficheur R/W	PB5:Afficheur D
PA6:Afficheur RS	PB6:Afficheur D
PA7:RS232	PB7:Afficheur D
PC0:Gamme 1	
PC1:Gamme 2	
PC3:Gamme 3	
PC3:Marqueur Trg	
IRQ:Verrouillage	
Tim: N.C	

Figure 3 : affectation des ports du 68705P3.



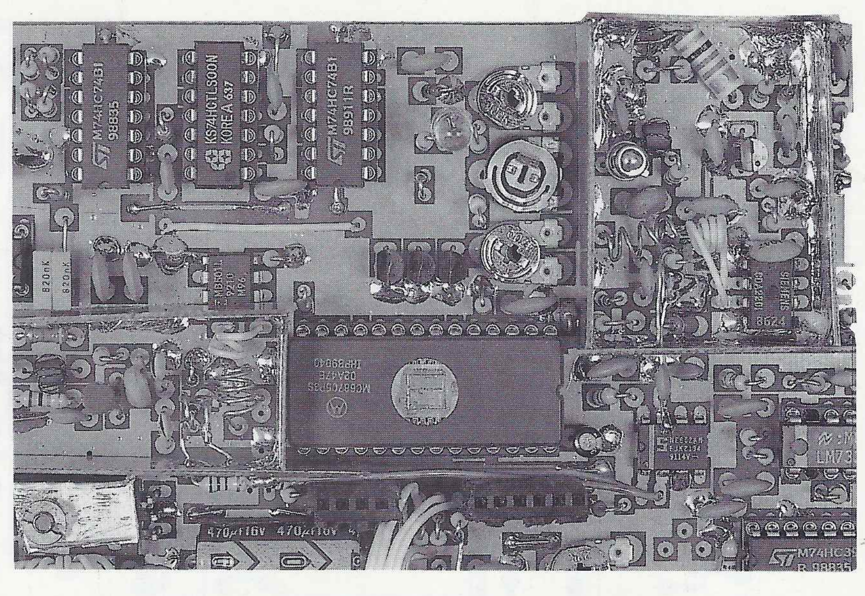
GSW en mode Wobulation large bande et de regarder... A 100 MHz, il ne reste plus que 100 mV, utilisable pour la mise au point d'un récepteur, mais on pourra en optimisant et en ajoutant un étage amplificateur large bande, obtenir 1 V en sortie.

Le monochip

Le 68705P3 convient tout à fait au GWS94705, l'originalité du montage tient dans son cadencement ; alors qu'habituellement il est piloté par un quartz, dans ce montage c'est la fréquence du VCO2, divisée par 64 (ou 65) qui assure son fonctionnement. Le principe est, somme toute, logique, puisqu'on utilise le 68705P3 comme circuit PLL. Notre monochip divise par MNOP pour donner, enfin, le 2500 hertz qui sera comparé à la référence (aussi à 2500 hertz).
Comme 2500 n'est écarté que de 4% de 2400, nous avons prévu une sortie RS232, mais la version du logiciel ne la GÈRE PAS. Revenons au PLL, la sortie à 2500 hertz est donc comparée à l'aide d'un comparateur de phase très classique realisé autour de deux bascules D.
L'information, une fois mise en forme, est appliquée au VCO par un ampli opérationnel TL081 (ou mieux le TL071, le TLC071 sera utilisé si l'on désire un grand recouvrement de bande, V-out peut varier jusqu'à 0/+alim, ou bien réduire le bruit de phase, si l'on peut le mesurer!). L'information sert aussi d'indication de verrouillage, la LED est éteinte si les DEUX VCOs sont verrouillés. Le courant qui passe dans la LED est la somme des courants venant du comparateur du VCO1 et du VCO2 dont nous venons de parler. Pour le VCO1, le comparateur de phase est situé, nous l'avons vu, dans la partie échantillonnage, qui donne l'information erreur, un second comparateur constitué d'une seule bascule D nous informe seulement du verrouillage du premier PLL. La **figure 3** donne l'utilisation des ports du 68705P3. Ne jamais oublier que le monochip reçoit son horloge de VCO2, il faut la contrôler en cas de dysfonctionnement de celui-ci. Si le VCO2 ne fonctionne pas ou bien que la boucle du MB501 n'accroche pas le VCO2, la fréquence de sortie est supérieure au 4 MHz maximum, le 68705P3 ne suit plus.

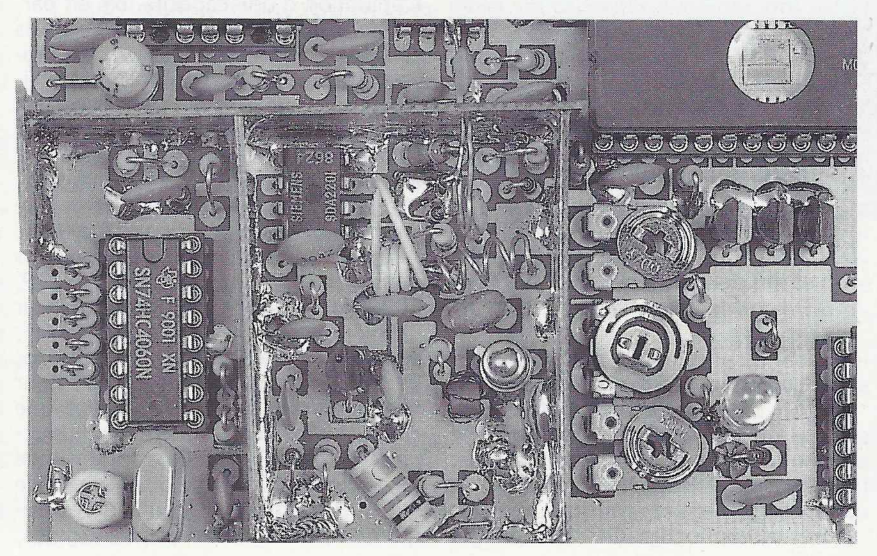
L'afficheur et le mode d'emploi

L'afficheur est composé d'une ligne de 16 caractères, il est de la forme : 64,420 MHz W02G3, un # devant le W signifie qu'il est en wobulation. Le W02 donne la plage de wobulation (2 MHz), il y a 5 plages : 1, 2, 5, 10 et 20 MHz. Le G3 indique la gamme 3, nous sommes en début de gamme, nous aurions pu être en fin de gamme 2. Dans ce second cas, la plage de wobulation aurait été réduite (puisqu'en fin de gamme). A la mise sous tension, la LED de verrouillage s'allume fortement, indiquant que VCO1 n'est pas verrouillé, elle reste luisante tant que VCO2 n'est pas aussi verrouillé. Si la LED reste très brillante, il faut attendre quelques secondes pour la stabilisation des oscillateurs, sinon faire une légère retouche du potentiomètre de VCO1. Enfin l'affichage peut donner le 01,000 MHz W20G1 (sortie 1 MHz, Wobulation 20 MHz, Gamme 1). Le mode d'emploi est ridiculement simple : pour augmenter en fréquence il suffit d'appuyer sur «P», et sur «M» dans l'autre sens. Pour avoir un déplacement rapide, il faut tout en maintenant «P» ou «M», appuyer sur «R», dans ce mode on croît de mégahertz en mégahertz (ça va vite). Le changement de gamme s'effectue par l'appui de la touche «G».
Le monochip conserve la fréquence de la gamme que l'on quitte. Aucun blocage de fin de gamme n'a été prévu pour simplifier le logiciel (et pour la mise au point), ainsi il est possible de générer la fréquence 0, en dessous nous passons à 99,XXX, c'est un dépassement de l'affichage, en fait la fréquence de sortie vaut 100,000 MHz - V affichée, ne pas oublier qu'on ne va que jusqu'à 32 MHz en gamme 1! De toute façon, en fin de bande la diode électroluminescente VERROU est allumée, la fréquence lue n'est plus correcte. Pour le choix des boutons poussoir, ceux utilisés sur le prototype (voir photo) ne sont pas excellents, investir dans une meilleure qualité ne sera pas un luxe.

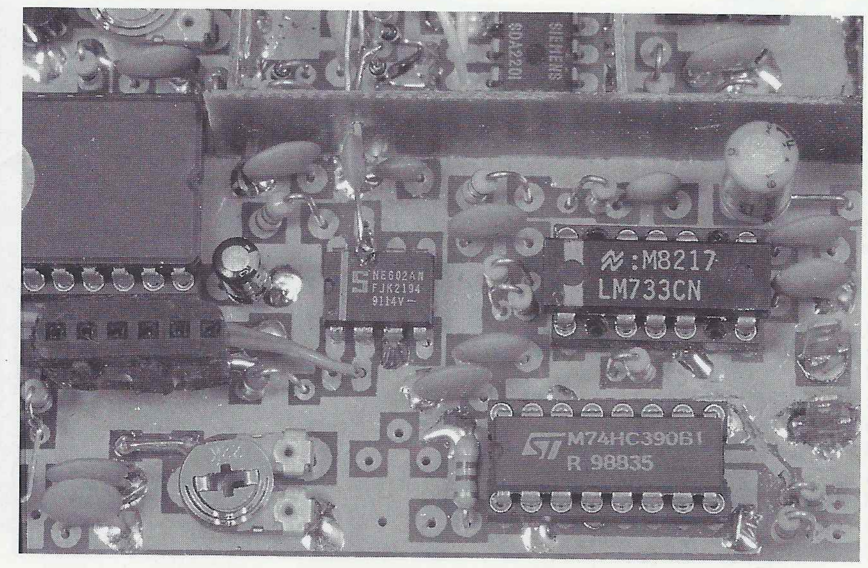


Le Wobulateur

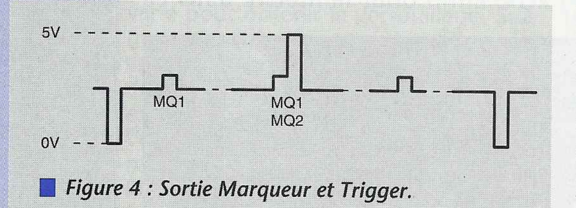
Les plages de 10 et 20 MHz servent à dégrossir, le PLL VCO2 est à bout de souffle, il décroche. C'est, avec le changement de gamme, le seul moment où il décroche, la gestion des boutons et de l'affichage est transparente. Par contre, dans les autres gammes, l'amplitude restant plus constante (1/2 carreau sur l'oscilloscope), la mesure d'un circuit oscillant est facile ; la wobulation étant LINAIRE, la forme ne sera pas SYMETRIQUE. L'erreur entre la fréquence de sortie et les marqueurs est mise en évidence par la visualisation du signal à la sortie de l'ampli op de la boucle du PLL2. Pour éviter le décrochage du PLL lors du retour trace il aurait fallu générer une wobulation triangulaire, mais cela nécessitait de mettre l'oscilloscope en XY, et on perdait une voie (les marqueurs!). Pour limiter le décrochage, le GSW94705 effectue un retour en huit pas (l'aller est sur 100 pas), les 3 premiers marqueurs ne sont pas justes, le PLL est en poursuite ; sur les gammes 1, 2 et 5 MHz il suit sur les autres marqeurs. En gamme 10 et 20 MHz il est en retard, la LED VERROU clignote. Là encore le mode d'emploi est simple, pour entrer la fréquence de départ on appuie sur «R» puis sur «P» (dans l'ordre), pour changer la largeur de wobulation, il faut apuyer sur «R» puis «G». Enfin pour le mettre dans ce







mode, il suffit de faire «R» et «M», et de relacher, l'appui d'une touche «M», «P», «R» arrête la wobulation. Sur l'oscilloscope, la voie 1 sert pour la mesure, la deux pour les marqueurs et la synchronisation. La sortie synchro + marqueur donnent quatre paliers. Le palier 0 (une impulsion négative) sert à la synchro, elle est de grande amplitude et est facile à trouver avec le mode syncho DC. La référence est sur le second palier. Le troisième palier présente les marqueurs MQ1 de la gamme,(ex 2 MHz dans la gamme des 20 MHz). Normalement un scope dispose d'un quadrillage de 10 cases dans le sens de la longueur : en décalibrant le balayage, on peut placer ces marqueurs sur le quadrillage, quelle que soit la gamme ils resteront. La récurrence est d'environ 5 hertz, (20ms/div.). Enfin le quatrième palier donne une autre référence plus grande que la précédente, elle se déduit facilement et sert de lever de doute. Bien utilisé, cet outil peut rendre de bons services. Les marqeurs se calent tous les XX kHz (MHz) à partir de la fréquence de DEPART, elle est rappelée lors de la wobulation. Quand on arrête celle-ci, c'est la dernière fréquence affichée dans la gamme qui réapparait. Si cela est nécessaire, la wobulation «à cheval» sur les gammes est possible, il suffit de modifier la plage de fréquence du VCO2, le logiciel n'est pas bridé au niveau des fins et des débuts de gamme.



■ *Figure 4 : Sortie Marqueur et Trigger.*

Le MB501

C'est un prédiviseur pouvant monter jusqu'à 1 GHz, il peut diviser par 128/129 ou par 64/65, c'est cette configuration que nous avons choisie. Une bascule D assure la synchronisation du changement du modulo avec les ordres du monochip. On doit changer cette information au front descendant de la sortie du prédiviseur. Le 68705 contrôle le rapport N/N+1. Le nombre total reste constant, on incrémente la fréquence en changeant de rapport, quand on ne le peut plus on ajoute 1 au nombre total, tout en repartant au rapport du début. C'est tout.

Mise au point du VCO 1

L'ensemble du montage se règle facilement. Les calculs de ce VCO ont été très rapides, toutefois un petit problème est survenu. Pour tout oscillateur, il faut un certain temps de stabilisation aprés une mise sous tension ; le VCO 1 avait une plage de capture plus étroite que sa dérive, à la mise sous tension le PLL n'accrochait pas forcément. Plusieurs configurations de diodes varicap ont été testées, toutes ont permis d'avoir les trois fréquences, mais avec une tension VC0 de 1 V sur la première gamme, l'accrochage, à la mise en marche, n'était pas assurée. La plage de capture était de +/-400kHz. La configuration retenue a fait disparaitre ce problème, la plage est de +/-1 MHz,la tension varicap est de 2 V. Voyons le détail.

Il nous faut couvrir une bande de 64 MHz, avec seulement une tension de 10 V. Sachant que le rapport de fréquence est de 288/224 = 1,28, il nous faut un rapport de capacité de 1,65. L'utilisation d'une capacité fixe en parrallèle (ou en série) avec des varicaps entrainerait irrémédiablement un rapport de capacité trop petit. Nous utilisons deux varicaps, l'une pour la gamme, l'autre pour le PLL. La première présente une capacité quasiment fixe qui diminue le rapport de la capacité totale d'accord, il faut choisir une varicap de grande capacité à 4 V : 22 pF, on choisit donc des varicaps dans la famille tuner FM, VHF : BB109, BB209. Pour la seconde on opte pour des varicaps de la famille tuner UHF, comme par exemple les BB105, BB405, BB205, qui vont de 2 pF à 12 pF. Pour la gamme tout ceci permet d'avoir une capacité de 7 pF à 4 pF à 9 V. L'inductance est de 50 nH. Elle est constituée de 4 spires sur 3mm de diamètre (fil de cuivre de câblage 0,5mm). A ces fréquences, les lignes sont plus rigides, mais prennent plus de place.. La zone de capture du PLL varie de 224 MHz à 288 MHz. Le réglage sera plus facile dans cette dernière gamme. Trois potentiomètres, montés en résistances variables, assurent le choix de la gamme. Le choix et leurs calculs sont simples, les valeurs données permettent de couvrir les disparités des diodes varicap. Pour le calcul on détermine la tension haute de varicap (3 V par exemple) VH, et la tension basse VL (1 V). La résistance RR au 10 V est fixe. A l'aide de la formule classique du pont diviseur : VS = Rx10/(R+RR) on calcule, en sortant R, sa valeur pour VL et VH. De Rl et Rh, on déduit la valeur du potentiomètre et de la résistance talon : RT = Rl et P = Rh-Rl. Le cuivre et la face dessous du coffret seront percés avant le montage, pour marquer l'emplacement des potentiomètres afin qu'un réglage soit toujours possible sans ouvrir le boitier. Les potentiomètres un tour ont été choisis en raison de leur accessibilité (à l'opposé des 10 tours). Pour cette mise au point, il faut disposer d'un fréquencemètre montant à 1GHz ; on lui connecte une boucle qui servira à mesurer la fréquence VCO. Pour les trois fréquences 224, 256 et 288 MHz, nous avons trouvé des tensions varicap autour de 2 V, 5 V et 9 V. Pour le montage, on commence par réaliser la bobine du prédiviseur : 2 tours de fil fin (wrapping), placés au dessus de celui-ci. L'énergie de l'oscillateur est largement suffisante. La self de sortie est simplement réalisée avec un tour de fil de cuivre de cablage (isolé), une capacité de 10 nF est soudée en série, l'autre borne de la capacité est soudée à la masse. Un trou a été ménagé dans le blindage pour passer le fil qui est soudé sur le NE602. Enfin la bobine du VCO est constituée de fil de cuivre de 5/10e, on réalise 4 tours sur un gabarit de 3 mm (la queue d'un foret). Un transistor PNP AF239 ou AF139 permet d'avoir un montage avec la bobine à la masse, ce qui simplifie le plan électrique. Les anciens tuners UHF étaient équipés de ces transistors, mais on peut aussi utiliser un BF506, BF479S ou un BF979. Ces transistors ont souvent une quatrième patte, il faut la mettre à la masse. Une fois en place, on met le générateur en fonctionnement et par le changement de gamme on ajuste la self (espacement des spires, forme) pour obtenir les trois tensions aux trois fréquences. Seul le réglage de la fréquence 224 MHz est un peu pointu. Pour cette fréquence, C-accord étant grand, le PLL a une plus petite plage de capture, on améliore celle-ci en augmentant V-accord à 224 MHz, tout en conservant une tension V-accord 288 inferieure à 10 V. V-accord = 2 V pour le 224 MHz correspond au meilleur compromis. Dans les deux autres cas, on trouve facilement le point de réglage, il doit être unique.

La bobine sur la porte du FET améliore l'échantillonnage. La diode évite d'ajouter des pics sur la capacité réservoir. La capacité parasite du FET (BF245B, disponible) transmet dans le rapport Cp, Cr (réservoir) les pics. Cette capacité doit être petite par rapport à la capacité du convertisseur



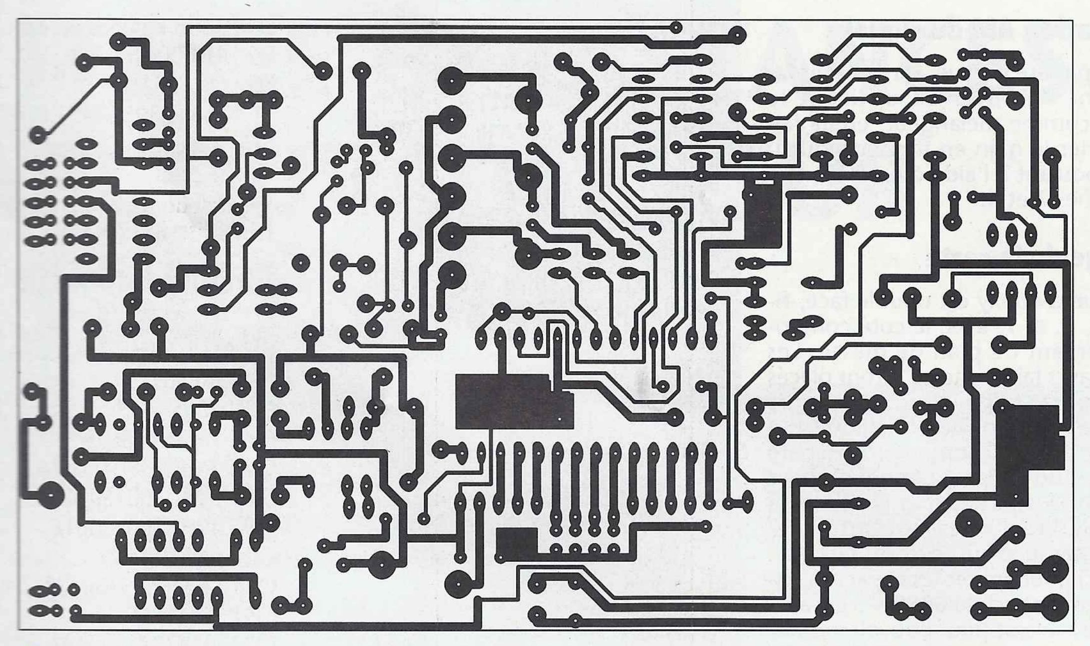
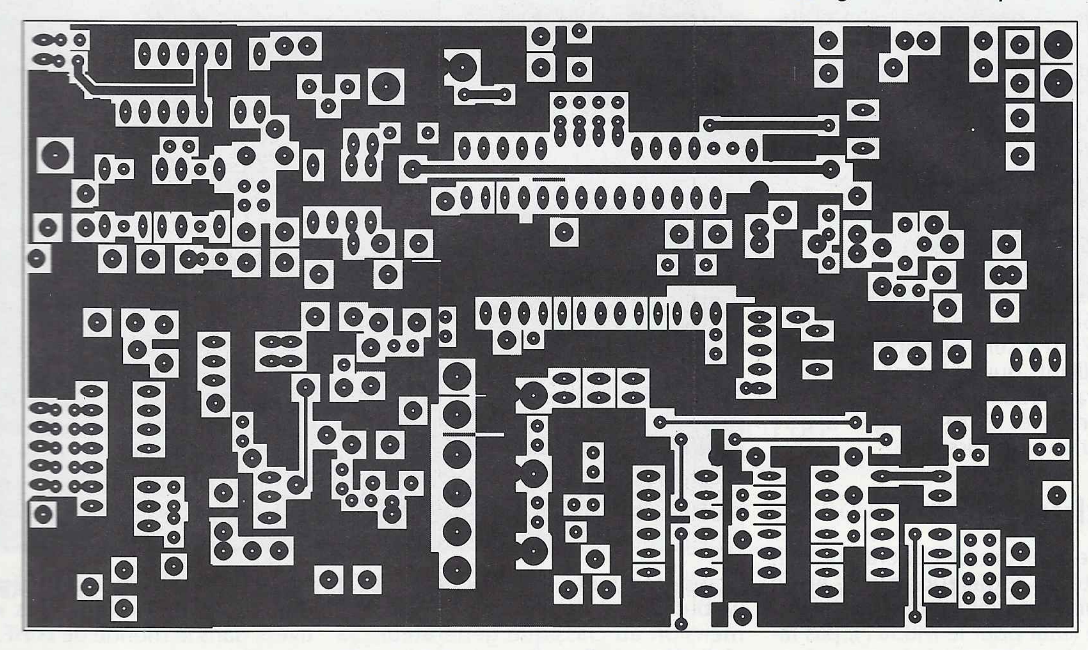

Figure 5 : coté cuivre.

Figure 6 : coté composants.



carré-triangle (Ct) afin que lors de l'échantillonnage, Vr = Vt, mais Ct ne doit pas trop charger la sortie du prédiviseur afin de ne pas réduire l'amplitude du signal triangulaire (et la plage de capture). La relation globale est donc : Cp << Cr << Ct. Cr doit être pris de manière à ce que les fuites par les varicaps n'entrainent pas de dérive entre deux mises à jour (faites à 500kHz). Nous avons :
2pF << 30pF << 150pF, (<<: très petit, très relatif!).
Un bon moyen d'ajuster les potentiomètres consiste à visualiser le signal triangulaire, environ 100 périodes, sur l'oscilloscope. A intervalle régulier (7, 8, 9 périodes), la courbe représente une légère discontinuité dûe à l'échantillonnage, la ligne, constituée de ces points horizontaux sera placée au milieu du signal triangulaire (un réglage pour chaque gamme). A la mise sous tension, cette ligne se place au deux tiers vers le bas, il faut donc, en cas de problème d'accrochage, la placer plutôt à deux tiers vers le haut lors de la mise au point (à chaud).

Mise au point du VCO2

Tousjours avec nos BB105G ou BB405, nous devons couvrir seulement 32 MHz. Là, il faut diminuer le gain du VCO.
Le TL081 peut sortir une tension comprise entre 4 et 8 V ; pour limiter l'excursion, nous mettons des capacités de «padding» (5,6pF) en parallèle sur les varicaps.
La bobine est constituée de 4 tours ; par déformation, voire modification du diamètre (3mm), on ajuste la gamme. Là encore, le générateur en marche, on mesure V/varicap en début et en fin de bande. Elle devra varier de 8 à 4 V d'au moins 192-224 MHz, pour couvrir 100 MHz, il faut une couverture de 188-224 MHz, c'est le centrage idéal. Là encore, on doit fixer un compromis entre le bruit et la fonction wobulateur (poursuite). On a :
ϖn = 2xPIxFef/Q, puis N = Fvco/Fref et encore K = VDD/(2xπ)(gain du VCO), KV = 2xπxΔFVCO/ΔV, enfin on détermine la valeur de C,Ri d'intégration par la formule :
$(\varpi n)^2$ = KxKV/(NxCxR1). On choisit C et on calcule R1. Dans le montage R1 a été divisée en deux (il faut deux R1), et des capacités de faible valeur par rapport au filtre PLL ont été ajoutées.
Le calcul de R2 (les résistances en série avec les capacités d'intégration) se fait par la formule : D=ϖnxR2xC/2 (D : facteur d'amortissement 0,707). En fait, le montage du comparateur de phase utilisé (deux bascule D) a l'avantage d'avoir une plage de capture égale à sa plage de variation, on peut donc augmenter RxC1 (ou diminuer R2) avec une grande liberté, le VCO se calera «très certainement». Le microcontrôleur mis en position wobulation permet une analyse du comportement de la boucle de phase, c'est aussi très didactique.
En mode wobulation une bande parasite se superpose sur la courbe de la tension issue du détecteur.
Cette bande n'est pas gênante pour la mesure, elle est due aux résistances de différentiation qui donne le cœfficient de poursuite (facteur d'amortissement).



Modulation AM du signal

Elle n'a pas été prévue, on pourrait facilement l'ajouter en utilisant le LM733 comme mélangeur, en lui faisant varier le gain en fonction du signal modulant à l'aide d'un FET entre les broches 2 et 4.

Cablage de la carte

La plaque d'époxy est double face, **figures 5, 6**, et **7**, avec le coté composants servant de plan de masse. Les composants faible vitesse seront placés sur support tulipe, les prédiviseurs n'ont pas de support, le NE602 n'a que les picots du support (on sépare les tulipes du support plastique). Pour le LM733, les pattes non connectées du circuit seront enlevées (4) (tordues jusqu'à cassure au bord du circuit). Tout ceci pour limiter les capacités parasites. Le support du 68705P3 est allégé d'une traverse pour pouvoir monter les composants sous celui-ci. Le blindage sera réalisé avec de l'époxy faible épaisseur. La hauteur de celui-ci dépend de la hauteur du coffret utilisé, ne pas oublier l'épaisseur de l'afficheur. Si on souhaite faire des mesures faible bruit (?), ne pas oublier de blinder complétement le générateur.

Le programme PPVD

Le 68705P3 a été choisi pour sa possibilité de fonctionner en dual-modulus. Le logiciel, original, ne sera pas publié, aussi le 68705P3 sera PPVD : le monochip 68705P3 sera disponible auprès des détaillants qui en feront la demande, il sera progammé, protégé, vérifié et déverminé, et plus léger d'une patte, qu'on se le dise...

Conclusion

Une vraie sinécure ce générateur HF!, d'un coté un logiciel original, et de l'autre un matériel (parlons francais) classique (sauf pour le MB501), pas facile de toujours trouver le bon compromis. Un faible coût, un afficheur LCD, la lecture constante de la fréquence, et la wobulation donnent une nouvelle dimension au classique générateur. Sa réalisation ne devrait pas poser trop de problème. Il faut le voir comme une brique, pas parfaite, mais qui permettra des expérimentations plus «qualitatives» dans le monde de la HF.

P. ACHERNARD.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1,R3,R7,R13,R33,R38 : 2,2kΩ
R2,R4,R5,R6,R9,R10,R11,R12,R17, R18,R37,R45,R46,R47,R48,R53 : 10kΩ
R8,R24 : 100Ω
R14,R21,R42 : 100kΩ
R15,R16,R25,R41,R49,R50,R51 : 4,7kΩ
R19,R20,R54,R56,R57 : 10Ω
R22,R26,R27,R28,R29,R30,R31,R38, R43,R44,R55 : 470Ω
R23 : 1kΩ
R32 : 1MΩ
R34 : 470Ω POT Aj_H
R35 : 4,7KΩ POT Aj_H
R36 : 100KΩ POT Aj_H
R39 : 3,3kΩ
R40 : 22kΩ
R52 : 6,8kΩ
P1 : 22kΩ POT Aj_H

Condensateurs :

C1,C5,C7,C27,C31 : 100pF
C2,C3,C6 : 5,6pf
C4,C11 : 22pF
C8,C34 : 47pF
C9,C10,C12,C13,C18,C19,C20, C21,C23,C24,C25,C28,C29, C32,C36,C37,C39,C40,C41, C42,C43,C44,C45,C46 : 100nF
C14,C15 : 1,5µF (2x820nF en parallèle)
C16,C17 : 1nF
C22 : 100µF
C26 : 1µF
C30 : 33pF
C33 : 40-100pF-Aj
C35,C38 : 10nF

Semi-conducteurs :

D1,D2,D7 : BB405B, 2-11pF OF643(**)
D3 : BB209 5-20pF, 2xOF643(**)
D4,D6,D8,D10 : 1N4148
D5 : 1N4001
D9 : Diode LED
T1,T2 : AF239S,BF451,BF479S, BF679, etc.
T3 : BF245B
T4 : PNP(non utilisé)
T5,T6,T7 : BS170

Circuits intégrés :

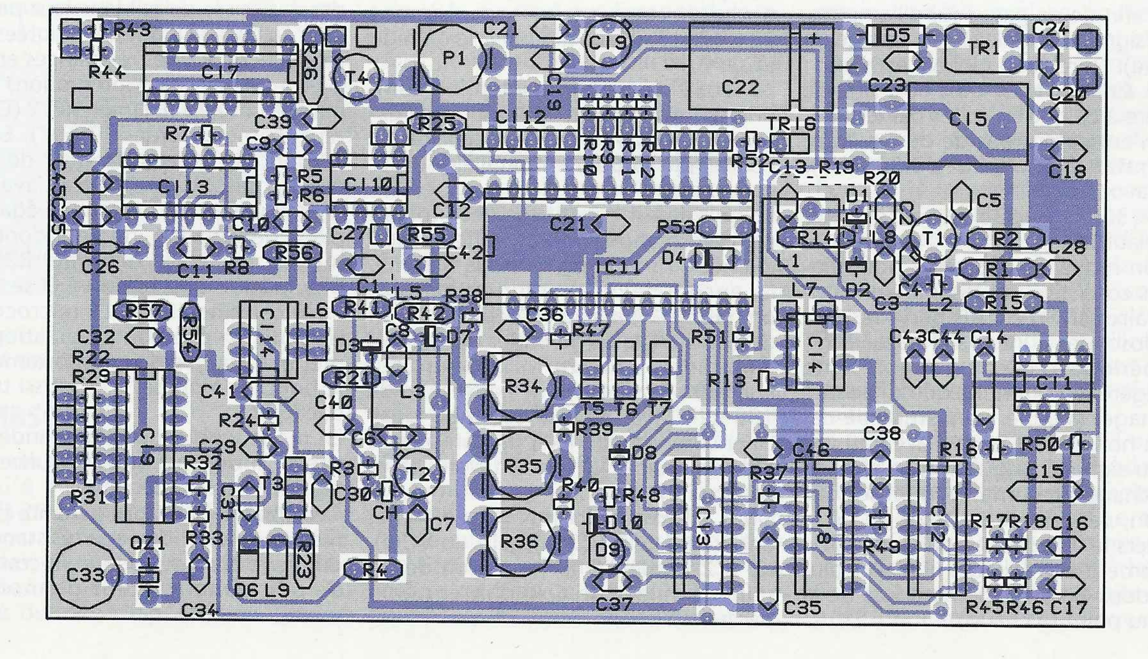
CI1 : TL081+Sup8(***)
CI2,CI3 : 74HCT74+Sup14
CI4 : MB501
CI5 : 7805
CI6 : 78L10 78L05(*)
CI7 : 74HCT390+Sup16
CI8 : 74HCT00+Sup14
CI9 : 40HCT60+Sup16
CI10 : NE602
CI11 : 68705P3+Sup28
CI12 : LM1655
CI13 : LM733+Sup14
CI14 : SDA2201

Divers :

TR1 : tore
Q1 : quartz 16 MHz
L1,L3 : 4sp/0,5mm
L2,L4 : CHOC
L5 : 1sp/0,5mm
L6,L7 : 2sp/fil fin
L8 : 2sp/0,5mm
L9 : 22µH

(*) mieux disponible, relier le point milieu au 5 volts
(**)un seul type de diode, mais il faut reprendre les résistances talon.
(***)TLC271 ou TS271, ne pas laisser la patte 8 en l'air, la mettre au +10V ou à la masse.

Figure 7





VITESSE ET DISTANCES PARCOURABLES SUR LES BUS SÉRIE

La lecture de la presse Electronique du mois de juin nous a fait sursauter lorsque nous avons découvert un article consacré à l'extension du bus I2C à l'aide d'un circuit intégré dédié, le P82B715 (voir plus loin dans l'article), non pas que nous ne connaissions pas ce circuit (voir n° de ERP de 1989 à 93 et aussi «le bus I2C» **D. Paret** chez DUNOD) mais à cause des nombreuses ambiguités que cela peut soulever dans l'esprit de lecteurs peu ou moyennement expérimentés. Aussi, afin de combler cette lacune nous avons décidé de faire un point bien DETAILLE sur ce sujet qui préoccupe à juste titre beaucoup d'entre vous, particulièrement lors de réalisations domestiques (DOMESTICUS, ...) ou industrielles.



Depuis quelques années de nombreux bus série sont en vogue sur le marché, chacun d'entre eux ayant été conçu pour des familles d'applications dédiées et/ou bien ciblées. Citons par exemple :
a) le bus I2C
bus «INTER IC's» comme son nom l'indique, «entre circuits intégrés» locaux
b) le bus CAN
«CONTROLLED AERA NETWORK», avec une notion de «réseau» local.
c) D2 bus ... ,
Chacun possédant son protocole spécifique, sa vitesse spécifique, son débit max et, sur le «papier», des exemples particuliers de distances parcourables maximales compte tenu des caractéristiques électriques et électroniques des ensembles dans lesquels ils sont insérés. Pourquoi insister sur le terme exemple ?
C'est pourtant bien simple.

Que l'on prenne les spécifications officielles des bus I2C ou CAN, ..., il n'est écrit nulle part la distance qu'ils peuvent parcourir si ce n'est que, dans UN certain cas d'application et compte tenu d'une ou plusieurs des caractéristiques spécifiées bien déterminées (par exemple pour le bus I2C le temps de montée max des signaux SDA et SCL) et la chargeabilité max des transistors des sorties SDA et SCL la distance parcourable serait de «x» mètres.
Bien entendu, chaque utilisateur, pour diverses raisons (et) qui lui sont propres d'ailleurs et bien fondées, souhaite en allonger les distances parcourables dans son application.
Pour cela, dans notre monde électronique, différents modes d'évasion sont envisageables :
• à l'aide d'extensions filaires
• aux moyens de Radio Fréquences (RF ou HF)
• à l'aide de liaisons Infra Rouges (IR)
Commençons par les extensions filaires et examinons le cas bien connu du bus I2C.

Extensions filaires du bus I2C

L'une des grandes forces du bus I2C réside dans le fait que chaque circuit possède une adresse spécifique et qu'il est capable (voir obligé) de répondre à son «nom» au moyen d'un «acquittement» lorsqu'il est physiquement présent et appelé par le maître du système.
Cette spécificité permet alors à l'utilisateur que vous êtes de concevoir dès la génèse d'un logiciel une architecture «soft» capable de prendre en compte tous les périphériques que vous seriez



susceptible d'implanter par la suite et rendre ainsi plus aisée une procédure de test de présence des IC's lors des appels du matin ou des contre-appels du soir.
Grâce à cela il devient alors très facile de détecter une anomalie de fonctionnement ou de savoir si la configuration du système a évolué (volontairement ou involontairement) pendant un laps de temps.

Les nombreuses façon d'étendre un bus I2C

L'extension d'un bus est toujours sujet à contreverses car aussitôt chacun y voit une dégradation potentielle de ses possibilités (ce qui est en principe toujours un peu vrai...)
Voici donc quelques réponses à cette grande question.
Ce bus est «congénitalement» asymétrique. Les deux fils SDA et SCL supportent des signaux par rapport à la masse.
Les spécifications officielles du bus I2C éditées par Philips (de 1980 et janvier 1992) mettent en valeur deux paramètres matériels régissant ses performances d'extension.
Il s'agit :
- de la chargeabilité maximale en courant de l'étage de sortie, (3 mA max sur une sortie standard I2C)
- du temps de montée des signaux véhiculés sur le bus (la fameuse «une» microseconde en mode standard dont la valeur est TOTALEMENT indépendante du débit), ceci étant uniquement dû à des raisons de filtrage conventionnel et/ou numérique interne aux circuits intégrés (revoir au besoin les articles ERP et/ou ouvrages cités plus haut)
- de plus, au moins un paramètre «soft» oblige le bus à être bi-directionnel, le signal d'acquittement que renvoie le «récepteur» à «l'émetteur».
Maintenant que le décor est correctement planté, nous pouvons tenter de résoudre ce problème.

Les différentes possibilités

Tel quel

Nous savons que ceci est trivial mais très souvent cela s'avère largement suffisant ! Nous vous l'avons déjà signalé, ce bus, avec une charge capacitive de 400 pF (en mode standard) se porte très bien (fils, circuits raccordés, capacités ramenées,... d'ou les «fameux» 4 mètres dus aux fils de connexion à 100 pF par mètre !).
Evidemment si votre distance (lisez bien sur «le nombre de pF que représente les fils de la ligne ...») est «trop» longue, il devient nécessaire d'envisager de réduire l'impédance de la source qui attaquera votre ligne I2C pour satisfaire le fameux temps de montée !
Revenons un instant sur les trop fameux «400 pF».
• première «histoire»

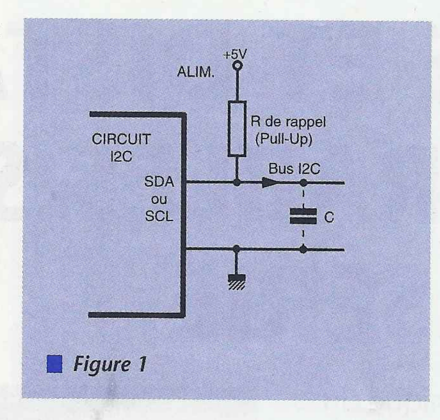


Figure 1

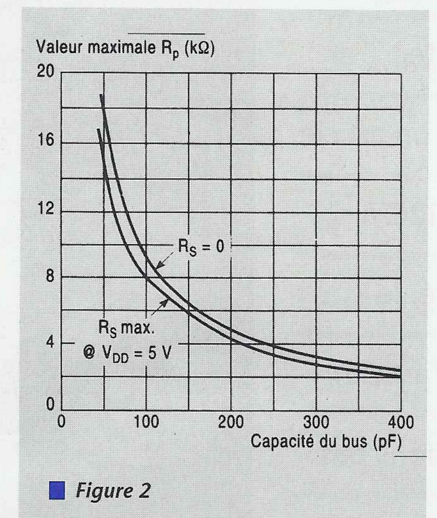


Figure 2

Si l'on considere le schéma de la **figure 1** représentant la façon la plus traditionnelle d'utiliser une sortie I2C, il est disposé une résistance de rappel (pull-up) à l'alimentation. Le courant que celle-ci peut fournir au maximum au circuit intégré lorsque la broche est à l'état bas ne doit pas dépasser 3 mA.
Sous 5V cela entraîne une valeur de résistance minimale de :
$R \cong (5V - 0,5V) / 3\ mA \cong 1,5\ k\Omega$.
La durée du temps de montée des signaux de sortie de ce type de montage pour passer de l'état bas à l'état haut ne dépend que du réseau RC, C étant la capacité totale présente sur la broche considérée.
De l'équation bien connue :
$v = Vo\,(1 - e^{-t/\tau})$ on peut tirer la valeur théorique du temps de montée qui est tr = 2,2 RC, ce qui pour tr = 1µs donne $C \cong 303$ pF.
En fait la spécification du bus I2C donne une courbe, **figure 2**, tenant compte des dispersions de niveau bas où sont indiquées les relations entre les valeurs de R et de C pour un temps de montée de 1 µs.
Comme on peut le voir la valeur maximale de C est de 400 pF.
• deuxième «histoire»
Nous venons de vous le dire, le courant max à injecter ne doit pas dépasser 3 mA. Dans le cas précédent nous avons disposé une résistance qui de façon statique satisfaisait cette requête mais impliquait un réseau RC et sa constante de temps de charge.
Il y a belle lurette que certains rusés injectent 3 mA avec des temps de montées plus faibles et donc des valeurs de capacités possibles plus élevées (... et donc peut être des distances plus longues allez savoir).
Des preuves ?
Regardez donc la **figure 3a**. Les résistances de pull-up ont été remplacées par des générateurs de courant (de

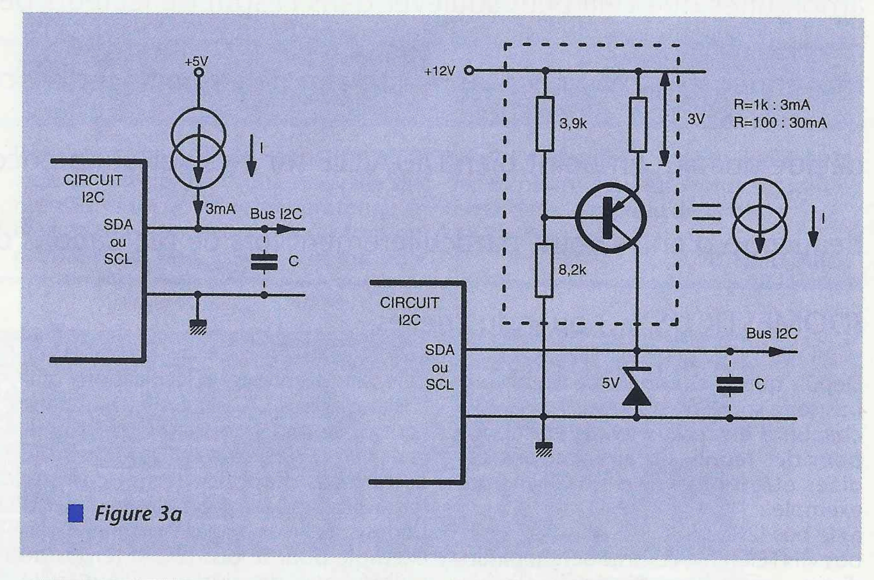


Figure 3a

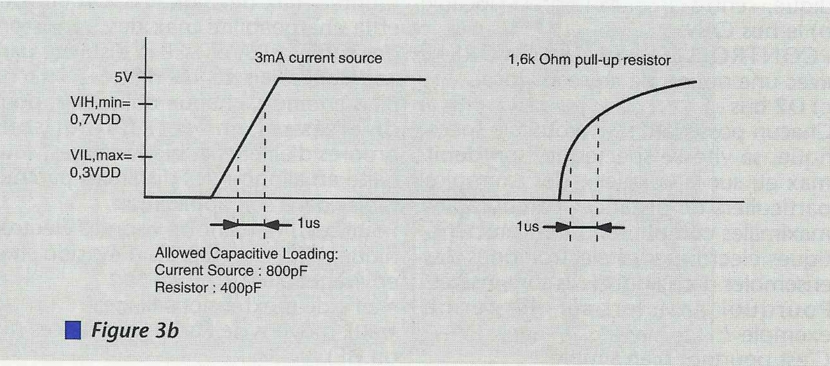


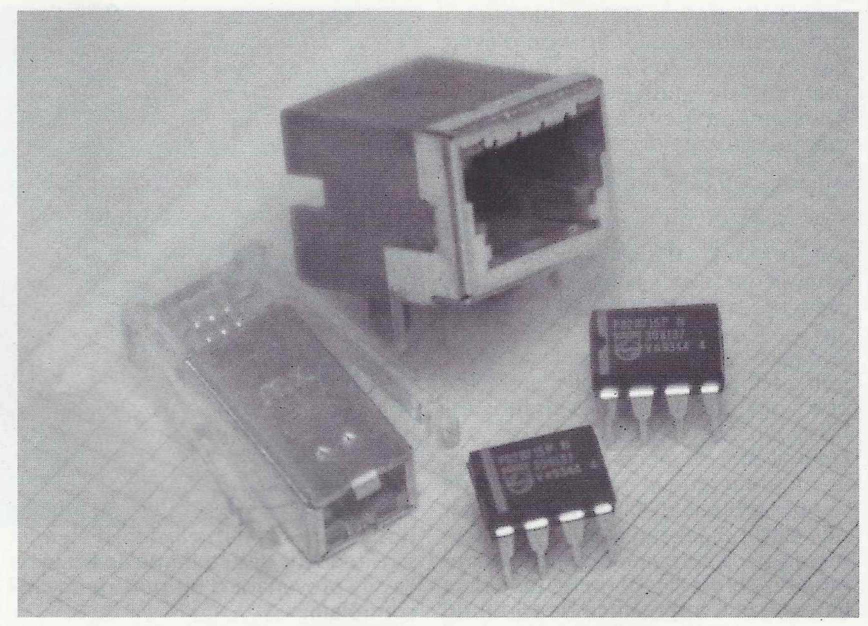
Figure 3b

3 mA bien sûr et à impédance infinie !).
L'équation de la tension aux bornes de la capacité s'écrit :
v = (1/C) i .dt ,
ce qui donne quand «i» est constant :
v = (I.t) / C.
En étant large et en prenant l'excursion de V = 5V , I = 3 mA et t = 1µs, on arrive miraculeusement à 600 pF soit 50% de mieux.
En poussant le vice jusqu'au bout et en prenant les vraies valeurs publiées des niveaux Haut et Bas garantis (0,7 VDD et 0,3 VDD respectivement), on obtient 800 pF soit 100% de plus, le double (voir **figure 3b**).
Instructif non !

«Bufferisé»

1) réalisation en logique conventionnelle
Une réalisation de conception conventionnelle, **figure 4**, à l'aide de portes logiques pose problèmes du fait du retard dû au «tpd» (delay propagation time : temps de retard de propagation des portes) entre le signal de sortie d'une porte logique et son entrée. Le signal de sortie sert alors de signal incident (d'entrée) et voulant jouer la bidirectionnalité de la fonction, vous aurez rapidement inventé un superbe oscillateur.
Il est donc nécessaire de rééquilibrer (ou compenser) tous les retards présents dans la boucle en jonglant avec les différents «tpd» nominaux de chacune des portes, leurs technologies, leurs tolérances et assurer la reproductibilité du montage en disposant toujours les mêmes types de composants aux mêmes endroits. Ceci est tout à fait possible mais, pour de sombres et basses raisons de facilité d'approvisionnement de circuits intégrés bien spécifiques, **nous ne vous conseillons pas de vous lancer dans ce genre d'aventures.**

2) réalisation en analogique
Evidemment le schéma de la **figure 5** proposé depuis de nombreuses années est moins noble mais très efficace et de loin le plus utilisé à ce jour pour bufferiser le bus.
Il s'agit d'un montage que l'on peut baptiser de «transformateur de courant» car possédant un gain en tension unitaire et un gain en courant élevé.
Son fonctionnement «pseudo-bidirectionnel» est on ne peut plus simple.
Comme vous avez pu le remarquer, des transistors PNP montés en «émetteur suiveur» et ayant pour charge 75 ohms ont été disposés en lieu et place des résistances de rappel au plus 5 volts. Au repos des broches SDA et SCL, T1 et T2 ne sont pas conducteurs et tout le monde est au +5V.
Supposons que IC1 soit momentanément le maître. La base de T1 varie au rythme des informations et son émetteur aussi. L'émetteur de T2 varie de pair bien entendu mais sa base aurait encore le droit de faire ce que bon lui semble si l'on n'avait pris la précaution de disposer une résistance de 820 ohms qui l'oblige à suivre le mouvement de l'émetteur, commandant ainsi l'entrée considérée du circuit intégré.



Le raisonnement est similaire dans l'autre sens, le montage étant symétrique.
Et les niveaux électriques du bus ? Dégradés ou pas dégradés ?
Sous une alimentation normale de +5V, les spécifications du bus donnent :
- en mode d'entrée :
Vil max = 1,5 V (valeur maximale de la tension d'entrée à l'état BAS)
Vih min = 3,0 V (« minimale-HAUT)
- en mode de sortie :
Vol max = 0,4 V (valeur maximale de la tension de sortie)
donc aucune incidence électrique puisqu'au pire nous pourrions avoir :
1) Vol max + Vbe max = 0,4 V + 0,8 V = 1,2 V inférieur à Vil max
2) aucune incidence au niveau haut de par la configuration électrique.
Les niveaux électriques du bus sont légèrement dégradés mais reste en accord avec la spécification du bus et, **ce que l'on perd en immunité au bruit est largement compensé par le gain en réduction d'impédance de la ligne.**

Capacité maximale disposée sur le bus ou distance parcourable ?

De quoi voulons-nous parler ? Du nombre très élevé de circuits que nous comptons disposer sur le bus sur une distance courte ou bien de distance parcourable importante entre deux systèmes I2C ou bien encore de vrai bus parcourant de grandes distances ? Nous vous connaissons bien. Vous voulez tout à la fois !
D'accord, mais s'il vous plait examinons le même problème sous deux points de vue différents.

La capacité disposée sur le bus

Dans le cas le plus défavorable où Vol serait max et égale à 0,4V, que le transistor ait un Vbe de 0,8V, le courant circulant de l'émetteur du transistor serait de (5 - 1.2) Volts / 37,5 Ohms = 100 mA (car les deux résistances de 75 ohms se trouvent en parallèle) et l'impédance théorique dynamique de sortie du transistor est alors égale à :
rd = Ut / Ie , soit 26 mV / 100 mA = 0,26Ω.
Tout le monde a en mémoire la formule magique qui lie un réseau RC à un temps de montée, «tr = 2,2 RC» ce qui donnerait C = 1,6 µF pour «une» microseconde et d'une manière théorique et un peu (très/trop !) simpliste l'équivalent d'une distance de 16 km avec du câble à 100 pF le mètre.
Nous savons bien qu'il est permis de rêver mais quand même.
Si l'on considère que le temps de montée des transitors «buffers» les plus mauvais (... mais vraiment mauvais)

+5V
+5V
+5V
Rpull-up 1,5k
1,5k
74LS86
74LS03 ou 06
SCL
(idem pour SDA)
I2C bufferisé
74LS09
74LS09
74LS86
+5V
En pointillé : égalisation des retards

Figure 4



sont de l'ordre de 500 ns au courant crête considéré, qu'il est bon d'avoir une marge de 200 à 300 ns pour se prémunir de toute éventualité, ceci nous amène à évaluer le temps de montée qui reste disponible, soit :

$$tr(total) = \sqrt{(tr\ buff)^2 + (tr\ marge)^2 + (tr\ reste)^2}$$

$$1\ \mu s = \sqrt{(0,5)^2 + (0,3)^2 + (tr\ reste)^2}$$

soit (tr reste) = 0,8 µs et une capacité équivalente (fils de connexion, circuits branchés sur le bus, ...) de l'ordre de 1 µF.
En fait la centaine de mètres devient tout à fait envisageable sans problème et à vous maintenant les grands espaces tant souhaités.
On doit tout de même remarquer avec ce montage que bien que le code ne soit pas protégé de façon formelle (parité, CRC, ...) les signaux, bien qu'asymétriques, sont quand même bien immunisés contre des parasites du fait de la très basse impédance de sortie du montage MAIS, car il y a un mais, il reste un «certain» bémol trop souvent passé à l'As ! ...
Et quel bémol ! Il est de taille. En effet sur ces distances (100 m), il ne faut pas oublier que du fait des signaux (débits, formes, ...) le bus devient une vraie ligne de transmission avec toutes ses caractéristiques électriques et que ce que nous venons de décrire n'est vrai et valable que pour des lignes à fortes capacités localisées présentes sur le bus sur peu de distance ou, en termes d'applications, beaucoup de circuits présents sur un petit périmètre ou faible distance.

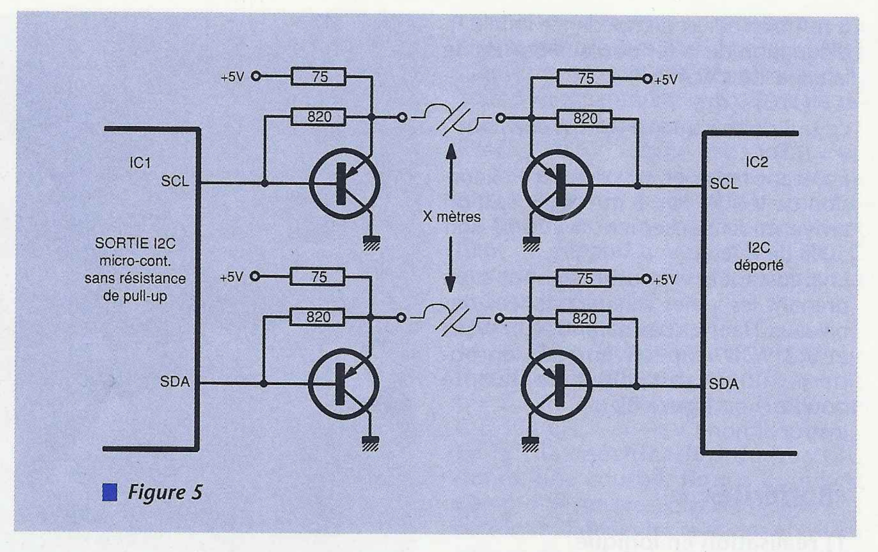


Figure 5

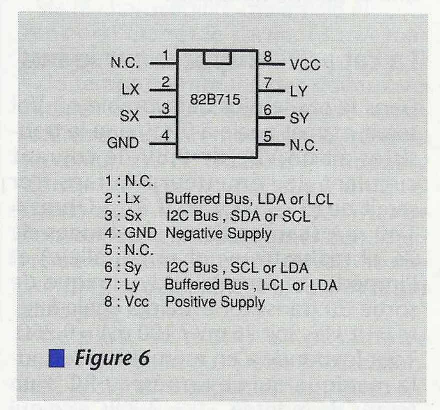


Figure 6

L'aspect ligne de l'extension filaire (par exemple de l'I2C)

Pour une transmission à longue distance où le temps de propagation est de l'ordre, ou plus grand que le temps de montée du signal, il n'est plus approprié de penser à ce type de liaison sous forme de ligne purement capacitive mais de la voir comme une vraie ligne de transmission qui ne serait régie que par ses propriétés d'impédance caractéristique.
Pour ce genre de ligne, les valeurs typiques d'impédance caractéristique se situent habituellement entre 50 et 100 ohms.
Les transistors de la **figure 5**, montés en émetteur suiveur sont tout à fait aptes à délivrer le courant de 100 mA que nécessitent les terminaisons de 75 ohms à chaque bout de la ligne sans requérir des courants de base excessifs provenant d'un port de microcontrôleur.
En l'absence d'atténuation excessive, la distance maximale de transmission n'est de ce fait limitée que par le «temps de propagation» disponible, qui dans notre cas est lui-même déterminé par le temps maximal que peut attendre l'émetteur pour recevoir le retour du signal d'acquittement du récepteur.
Le protocole du bus I2C stipule que la valeur du temps minimal que peut rester à l'état HAUT le signal d'horloge SCL est de 4,7 µs. La somme globale des temps d'aller du signal issu du microcontrôleur (neuvième coup d'horloge) et du retour du signal d'acquittement devra donc être inférieure à cette valeur.
Les lignes de transmission ont en général un temps de propagation de l'ordre de 5ns/m soit une vitesse de propagation de l'ordre de 200 m/µs qui, du moins d'un point de vue théorique, devrait permettre d'approcher une distance parcourable de «liaison I2C point à point» de l'ordre de 400m pour garantir un temps de propagation total (aller + retour) d'environ (2 µs + 2 µs) = 4 µs.
Dans ce cas l'emploi de fils de diamètre élevé doit être recommandé afin de réduire les pertes en ligne.
Avec ce type de montage des distances parcourables de l'ordre de cent à deux cents mètres sous forme de «bus» sont tout à fait réalisables pour la plupart des applications standards et de plus on peut noter que malgré la légère dégradation des niveaux électriques (donc par conséquence de l'immunité théorique au bruit) de cette ligne fondamentalement asymètrique, les données transmises quoique non protégées par des parités et/ou CRC ne seront par dégradées du fait de l'abaissement très important de l'impédance de la ligne, ce qui la rend moins sensible aux signaux parasites.
Ouf c'est fini, ... pour l'instant.

Réalisation en circuit intégré : le P82 B 715

Les paragraphes précédents vous ont présenté des réalisations «discrètes» de bufferisation de l'I2C.
Souvent la question suivante a été posée :
Pourquoi n'y a-t-il pas de circuit intégré pour faire cela ?
Pendant longtemps la réponse fut la même : le marché de l'I2C standard est immense et celui de l'I2C bufferisé n'est pas suffisant !
Les choses ayant évolué avec la naissance de l'ACCESS.bus (voir ERP 551-553-554) la réponse est (enfin) arrivée en 1992 avec la naissance du P82B715 de Philips Semiconductors.
La **figure 6** donne le brochage de ce

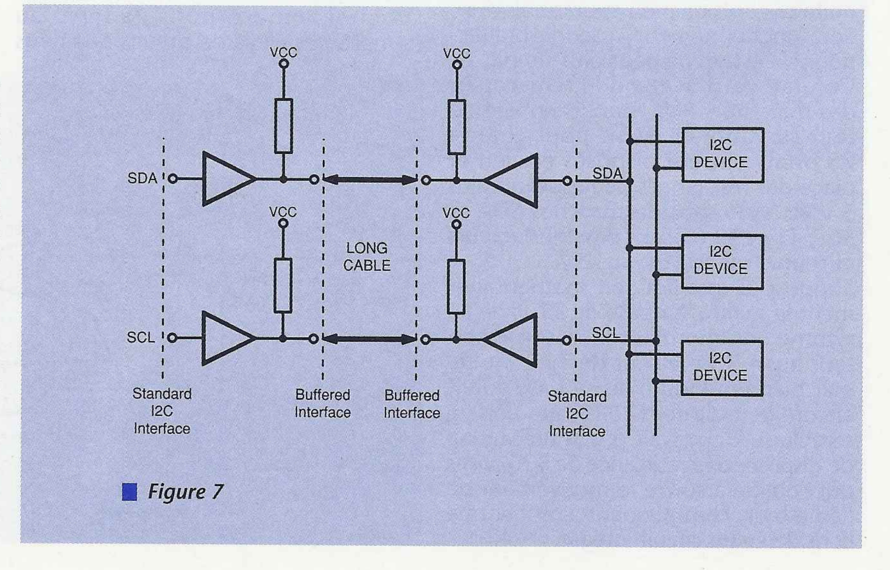


Figure 7

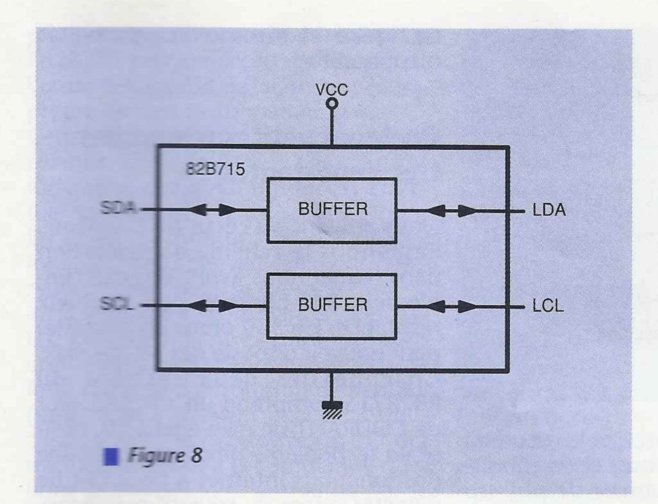


Figure 8

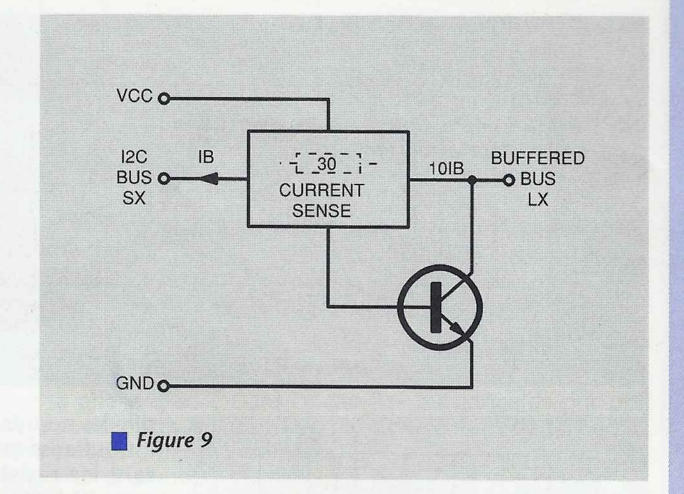


Figure 9

circuit intégré et la **figure 7** donne une première application.
Remarque :
Si le circuit «buffer» est connecté en permanence sur un circuit I2C déjà existant, les résistances de «pull-up» présentes sur les sorties standard doivent être retirées pour être disposées directement sur les sorties du buffer.

Le circuit P82 B 715

Ce circuit n'est rien d'autre qu'une version integrée (améliorée) de notre «transformateur de courant» précédent, avec un gain en tension de 1 et un gain en courant de 10 (min 8, max 12).
Du fait de la limite maximale (de principe de base) de la capacité de charge du bus I2C (400 pF en mode standard), ce circuit intégré a pour but de bufferiser de «x10» le courant et par voie de conséquence de ponter la charge capacitive du bus à 4000 pF (qui a dit «capacitive» et que «capacitive») ou encore, tout étant égal par ailleurs, de rallonger sa distance parcourable d'un facteur 10 (si l'effet de ligne le veut bien !).
Remarque perfide :
Rien ne vous empêchera à nouveau de remplacer les résistances de pull-up (rappel, tirage) par de magnifiques petits générateurs de courant comme indiqué précédemment si le coeur (ou le porte-monnaie) vous en dit.
Comme nous allons le montrer, son application est toute indiquée dans des systèmes de types ACCESS.bus à couche physique I2C mais il est nécessaire de faire très attention lors de son emploi en «simple» I2C.
Pourquoi ?

Description du circuit P82 B 715

Ce circuit bipolaire, **figure 8**, contient deux voies identiques ayant pour but de bufferiser SANS DEGRADATION de niveaux la bi-directionnalité des deux signaux SDA et SCL du Bus I2C (avec un courant de 30 mA au lieu de 3 mA pour chacune des sorties).
De plus, comme nous l'avons indiqué précédemment, afin de réduire les problèmes de perturbations radioélectriques et assurer la stabilité HF du composant, des circuits internes ont été disposés pour contrôler les temps de montée et de descente des signaux.
La **figure 9** représente le schéma synoptique de la moitié d'un P82B715.

Les différents cas d'application du P82B715

La structure de principe de l'I2C impliquant structurellement des sorties de circuits intégrés en collecteurs/drains ouverts, il est donc toujours nécessaire de disposer «quelque part» une résistance de pull-up pour que les signaux électriques se développent.
La valeur et le nombre de ces dernières dépendent des types (ou options) des systèmes envisagés (configuration permanente, amovible, ...).

• si le buffer doit résider de façon permanente dans le système, le P82 B 715 ne devrait être configuré qu'avec une seule résistance de pull-up du coté du bus bufferisé et aucune sur le bus I2C, **figure 10**.
• dans un autre cas de configuration, si le buffer doit être connecté à un système (déjà) existant, il faut prendre en considération le fait que les résistances de pull-up seront mises en parallèle sur celles déjà existantes sur le bus I2C. (voir aussi en fin d'article)

Calcul des résistances de pull-up

Lors du calcul de l'ensemble de la circuiterie, le gain du buffer introduit un facteur d'échelle qui doit être appliqué aux divers composants.
• d'une part, pour les résistances de pull-up, le facteur de gain du buffer (x10) doit être pris en compte
• d'autre part, vue du bus bufferisé, toutes les capacités peuvent avoir une valeur 10 fois supérieure à celles présentent auparavant.
En pratique la valeur de la résistance de pull-up est déterminée par la valeur maximale du temps de montée de l'I2C. Afin de simplifier le calcul et en prenant un majorant, on peut prendre comme approximation la relation suivante qui lie le temps de montée aux composants utilisés soit :
1 µs = R x C
La constante de temps totale peut être ajustée en considérant chaque nœud du réseau individuellement (c'est à

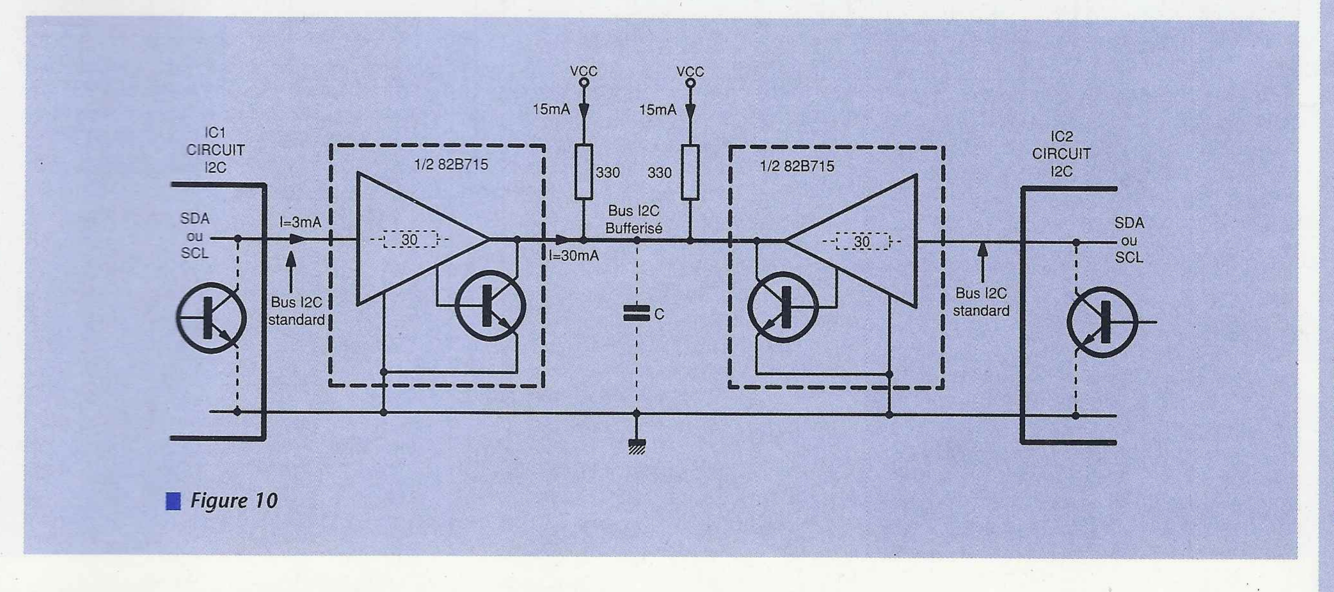


Figure 10

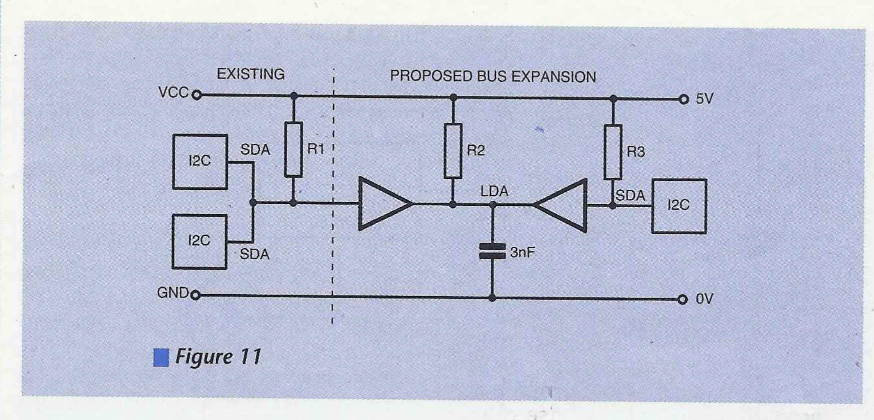


Figure 11

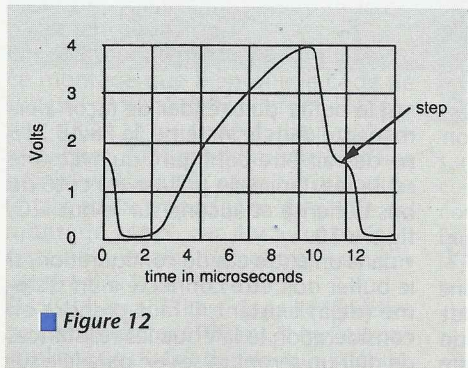


Figure 12

dire les nœuds I2C et le nœud où est bufferisé le bus) et en choisissant les résistances de pull-up pour obtenir une constante de temps de 1 µs pour chaque nœud, soit :

$$R = \frac{10^{-6}}{C\ \text{élément} + C\ \text{cablage} + \ldots}$$

ou bien en combinant les capacités en la valeur de la charge capacitive équivalente que verrait le bus bufferisé et en calculant la «buffered bus pull-up resistor» requise par cette capacité.

La **figure 11** résume les possibilités d'application.

Quelques petites remarques très importantes

Nous arrivons au coeur du problème. Reprenons le schéma d'application dans lequel nous avons disposé simplement 165 ohms de pull-up (deux résistances de 330 ohms en parallèle) pour pouvoir disposer des 30 mA max. Chacune des deux sections du P82B715 comprend un amplificateur de COURANT de gain égal à 10, réalisé en technologie bipolaire dont l'une des fonctions internes a pour but de détecter le sens du courant qui s'écoule dans chacune des lignes SDA et SCL à l'aide d'une résistance de 30 ohms disposée en série à l'intérieur du circuit dans chaque ligne I2C (voir figure 9) . Chaque section du circuit amplifie le courant en maintenant unitaire le gain en tension du buffer et continue à maintenir le sens de la chute de tension aux bornes de la résistance intégrée.

Ceci étant, pour se «réveiller», com-

5V
VCC
SCL
SDA
GND
ACCES MASTER
ACCES BUS
ACCESS Periferal
ACCESS Periferal
ACCESS Periferal
ACCESS Periferal
ACCESS Periferal
1/2
1/2
Master Buffer
"Buffered" Bus
Long Cable
Periferal Buffer
+5V
+12V
Long Cable
Periferal Buffer
+5V
ACCES BUS

Maximum Total Periferals = 14
Maximum Total Cable length =
(sum of ACCESS bus cable lengths
+ 0,1 x Buffered bus cable lengths)
= 8 metres total.

Figure 13

prendre ce qu'il lui arrive et réaliser, le P82B715 prend un certain temps, de l'ordre de 1 µs (dit de façon un peu impropre «retard de propagation»).
Cette originalité entraîne la création de formes d'ondes très spécifiques lorsque le circuit commence à effectuer sa mission.
En effet, au moment de sa mise en fonction, deux cas radicalement différents peuvent alors se présenter.
a) Si la source de commande (le circuit I2C précédemment existant que vous cherchez à bufferiser) présente une forte capacité d'absorption de courant (supérieure à la valeur max de 3 mA - c'est souvent le cas des ports I/O des microcontrôleurs-), la commande de la ligne bufferisée I2C souhaitée par le circuit s'effectuera immédiatement du fait de la présence (et au travers) de la résistance de 30 ohms.
De l'ordre d'une microseconde plus tard, le circuit P82B715 (ayant enfin compris et toléré que vous souhaitiez qu'il travaille) sera apte à fournir le courant amplifié dans les résistances de pull-up, ce qui mettra énergiquement la ligne à l'état bas (ce dont on se moquera totalement puisqu'elle y était déjà par l'intermédiaire des résistances de 30 ohms, le circuit I2C existant était déjà tout seul apte à pouvoir baisser la ligne !).
b) Si le circuit de commande précédemment existant n'est uniquement capable de ne tenir que les 3 mA (ce qui est le cas théoriquement à chaque fois puisqu'on n'a pas le droit de faire rentrer plus de 3 mA max dans un circuit I2C pour respecter la spécification du bus I2C) la tension présente à la sortie du P82B715 chutera tout d'abord un peu, à un certain niveau de tension (Vstep), et attendra là le temps que durera le temps «retard de propagation» (environ 1 µs) propre à l'étage buffer pour que celui-ci devienne enfin actif et amène la sortie du buffer et la ligne I2C bufferisée à l'état électrique (et logique) bas.
De ce fait, et vu le principe de la réalisation d'un buffer bidirectionnel (voir paragraphes plus hauts), dans la plupart des cas il y aura une sorte de palier sur le flanc descendant de la tension de sortie du buffer (voir **figure 12**).
Comme nous venons de le montrer, ce palier dépend principalement de l'aptitude à «ingurgiter» du courant de la configuration des étages sortie des circuits I2C disposés sur le bus non bufferisé (... valeurs qui peuvent toutes être différentes sachant que pour être compatibles les circuits I2C doivent tous être capables d'absorber au moins 3 mA ... mais rien n'a jamais indiqué combien ils pouvaient en absorber au maximum !).
La hauteur de ce «plateau» (le niveau électrique) est directement fonction de cette aptitude mais également des valeurs des résistances de pull-up disposées sur les broches SDA et SCL du bus bufferisé.
Il est facile de calculer «l'altitude» de ce plateau («step»). (il est vrai qu'il y a souvent la steppe sur les plateaux !) :
Vstep = 5V - (Isink x Rbuf)
1) avec 3 mA et 165 ohms (2 fois 330 ohms en parallèle)
Vstep = 5V - (3mA x 165) = 4,5V
2) avec 20 mA et 165 ohms
Vstep = 5V - (20mA x 165) = 1,7V
3) avec 30 mA et 165 ohms
Vstep = 5V - (30mA x 165) = 0,05V
Il faut donc être très vigilant lors de la conception de systèmes utilisant différents types de circuits intégrés (et de plus souvent de marques différentes). Ceci peut poser problème dans le cas où les circuits classiques (extension de ports, horloges, E2PROM, ...) disposés sur le bus non bufferisé ont un temps de réponse très rapide en ce qui concerne leurs propres retournements (notamment pendant la phase d'acquittement pendant laquelle il n'y a pas nécessairement de retournement mais parfois une simple prise de ligne).
De façon générale et de par son principe, ce type de buffer est plus adapté à la bufferisation de ligne I2C entre deux ou plusieurs «microcontrôleurs» I2C du fait de l'existence quasi obligatoire d'un temps de traitement interne au microcontrôleur (gestion de l'interruption I2C, ...) qui occulte cette anicroche du temps de descente du signal et qui rendent son application plus appropriée à des liaisons I2C point à point, de système à système I2C.

Attention donc à vos choix d'applications

A ces restrictions près, les applications de ces circuits sont donc tout à fait envisageables. C'est le cas notamment en ce qui concerne l'ACCESS.bus puisque cette architecture se veut par principe «multi-maîtres», et par conséquent fonctionnant avec des microcontrôleurs I2C à tous les nœuds.
La **figure 13** donnent des exemples d'applications recommandés par le fabricant du composant dans le cas de l'ACCESS.bus.
En ce qui concerne la bufferisation de circuits «simples» tels que les circuits esclaves, le schéma à «transistors» déjà présenté figure 5 reste largement suffissant.

Fixes ou amovibles ?

Votre configuration de réseau avec le bus I2C supporte-t-elle des éléments soudés une fois pour toutes et inamovibles ... mais à distance, ou bien sont-ce des éléments potentiellement à esprit d'indépendance vagabonde ?
Le calcul des valeurs des résistances de pull-up et leur disposition physique dépendent du type de choix que vous aurez effectué. Voici quelques indications.
Le P82B715 est capable de piloter de multiples unités P82B715 déportées.
La seule condition réside dans le fait qu'il soit nécessaire qu'il y ait «quelque chose» qui fasse office de pull-up pour chacun des circuits. Prenons quelques cas représentatifs.

1er cas : deux circuits dont un peut être amovible
Si seulement deux circuits sont utilisés (revoir la figure 10) nous vous conseillons de répartir par moitié la charge totale de pull-up sur chacun d'entre eux.
Par exemple si le courant de pull-up doit être de 30 mA (valeur statique finale) et la tension d'alimentation de 5V, la résistance globale (de 165 ohms) devra être partagée en deux 330 ohms disposées à chaque bout de la ligne bufferisée (donc en parallèle) de façon à ce que la ligne soit terminée à chaque extrémité et permette de pouvoir retirer si on le souhaite l'une des deux unités.

2ème cas : plusieurs circuits fixes
Dans ce cas «la» résistance de pull-up doit être partagée autant de fois qu'il sera nécessaire.

3éme cas : plusieurs circuits fixes dont certains peuvent être amovibles
Si quelques-unes des unités déportées peuvent être amovibles, il est nécessaire de diviser la charge de pull-up pour accommoder tout l'éventail des combinaisons possibles. La **figure 14** donne un exemple pour commander 30 unités déportées amovibles par tranches de temps.
Du coté 3 mA de l'I2C standard (coté non bufferisé du P82B715) un système complet de pull-up doit être présent.
Sur la figure 14 une grappe locale de (circuits) I2C peut être adjointe à une autre grappe à travers le P82B715.
La facilité de connexion de ces grappes dans un réseau local ouvre les portes à l'emploi de nombreuses unités répondant au bus I2C et laisse libre cours à tous vos fantasmes électroniques.
Ainsi ce termine l'extension d'un bus I2C par voie filaire

C'etait très simple mais vous voyez bien qu'il manquait quelques détails n'est ce pas !
Nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour les extensions de bus véhiculés sur lignes symétriques (CAN)

Dominique PARET.

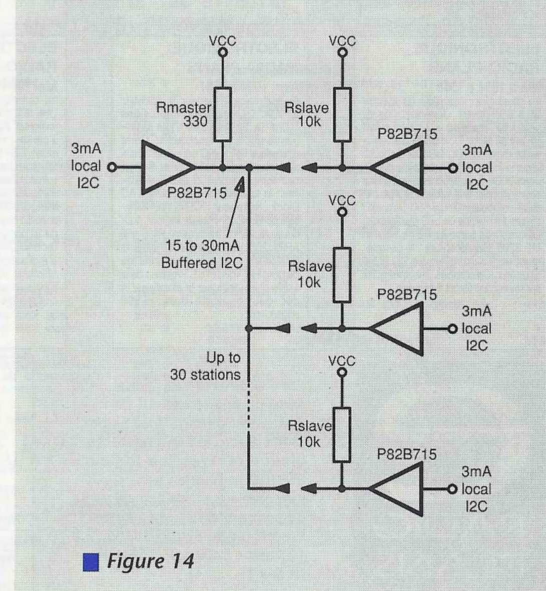


Figure 14